
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит шесть раз в год

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

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники

Редакционная коллегия

Л. М. Лыньков (зам. главного редактора),
В. Р. Стемпицкий (зам. главного редактора),
О. В. Бойправ (ответственный секретарь редколлегии),
М. П. Багура, В. Е. Борисенко, М. Г. Гасанов, С. В. Козлов,
В. А. Лабунов, Ю. В. Писецкий, А. С. Сигов,
А. Г. Смирнов, М. М. Татур, В. Ю. Цветков

Редакционный совет

И. И. Абрамов, В. Е. Агабеков, И. С. Азаров, А. И. Белоус, Н. В. Гапоненко,
С. В. Гапоненко, В. В. Голенков, В. Ф. Голиков, А. Л. Гурский, А. П. Достанко,
В. А. Емельянов, А. А. Иванов, Ф. Ф. Комаров, В. К. Конопелько, А. П. Кузнецов,
А. А. Кураев, В. И. Курмашев, В. Л. Ланин, Н. И. Листопад, В. Е. Матюшков,
Ф. И. Пантелеенко, В. А. Пилипенко, С. Л. Прищепа, Н. К. Толочко,
А. А. Хмыль, В. В. Цегельник, Г. П. Яблонский, В. Н. Ярмолик

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

Зеленин В. А., Нарущко Е. О., Гладинов А. Д. Формирование пленок сплавов систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni методами сублимации и испарения для изделий электронной техники	5
Овсянников А. В., Козел В. М. Оптимальный гистограммный фильтр	13
Зайцев В. А., Подрябинкин Д. А., Мельникова В. В., Данилюк А. Л., Прищепа С. Л. Кроссовер слабая локализация – слабая антилокализация в двумерных материалах со спин-орбитальным взаимодействием	20
Янушкевич В. Ф., Кизина О. А., Богуш В. А. Закономерности изменения поверхностного импеданса среды над углеводородными залежами при воздействии радиоимпульсных сигналов	25

Пискун Г. А., Алексеев В. Ф., Беликов А. Н., Рыбаков Д. Г. Влияние ориентации каналов в кулерах воздушного охлаждения на эффективность отведения тепла от процессоров	33
Гейстер С. Р., Кириченко В. В. Способ когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений в задаче обнаружения малоскоростных и малозаметных объектов	42
Мордачев В. И. Оценка вклада излучений пользовательского оборудования в антропогенный электромагнитный фон, создаваемый системами мобильной (сотовой) связи.....	50
Shmelkova A. A., Andreev V. V., Drach V. E. Parameter Optimization of Noise-Reduction Filters of Hi-Performance Power Supplies (Шмелькова А. А., Андреев В. В., Драч В. Е. Оптимизация параметров шумоподавления фильтров высокопроизводительных источников питания).....	59
Кураев А. А., Матвеев В. В. Электрически перестраиваемый четырехзеркальный гиротрон со скрещенными полями.....	68
Чан Ван Чиеу, Корсак К. В., Новиков П. Э., Ловшенко И. Ю., Завадский С. М., Голосов Д. А., Степанов А. А., Губаревич А. А., Колос В. В., Соловьев Я. А., Левчук Д. С., Стемпицкий В. Р. Расчет оптических параметров тонких пленок конструкционных материалов теплового неохлаждаемого детектора болометрического типа.....	73
Бущик Е. А. Онтологическое представление бизнес-процессов в учреждении образования.	81
Зайко Е. В., Шумский П. Н. Распознавание аэродинамических объектов по спектральным портретам с учетом конструктивных особенностей турбореактивных двигателей.....	88
Brancevich P. Y. Implementation of Decision-Making Systems Based on a Typical Decisive Element (Бранцевич П. Ю. Реализация систем принятия решений на базе типового решающего элемента).....	96
Мазур С. В., Головатый А. И. Автоматизированный контроль физиологических параметров человека во время нахождения в виртуальной реальности	104
Ма Цзюнь, Цветков В. Ю., Борискевич А. А. Скелетизация низкоконтрастных зашумленных полутонных изображений	112

Ответственный секретарь Т. В. Мироненко

Подписано в печать 10.10.2023. Формат бумаги 60×84%. Бумага офисная. Отпечатано на ризографе. Гарнитура Таймс.
Усл. печ. л. 14,18. Уч.-изд. л. 12,1. Тираж 75 экз. Заказ 231.

Адрес редакции: ул. П. Бровки, 6, к. 329а, г. Минск, 220013, Республика Беларусь
Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-88-41. doklady@bsuir.by; http://:doklady.bsuir.by

Отпечатано в БГУИР. ЛП № 02330/264 от 24.12.2020.
220013, г. Минск, ул. П. Бровки, 6

Учредитель – учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники»
Индекс для индивидуальной подписки 00787. Индекс для ведомственной подписки 00782

DOKLADY BGUIR

Published 6 times a year

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 is included in the List of Scientific Editions for Publication of the Results of Dissertation Research in the Republic of Belarus and in the Database of Russian Science Citation Index

Editor-in-Chief

Vadim Bogush

Rector of the Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

Zelenin V. A., Narushko E. O., Gladinov A. D. Formation of Films of Alloys of Cr–Ni, Cr–Ni–Si and Fe–Ni Systems by Sublimation and Evaporation Methods for Electronic Products	5
Ausiannikau A. V., Kozel V. M. Optimal Histogram Filter	13
Zaitsau U. A., Podryabinkin D. A., Melnikova V. V., Danilyuk A. L., Prischepa S. L. Weak Localization – Weak Antilocalization Crossover in Two-Dimensional Materials with Spin-Orbit Interaction	20
Yanushkevich V. F., Kizina O. A., Bogush V. A. Regularities of Changes in the Surface Impedance of the Medium Over Hydrocarbon Deposits Under the Influence of Radio Pulsed Signals	25
Piskun G. A., Alexeev V. F., Belikov A. N., Rybakov D. G. Influence of Channel Orientation in Air Coolers on the Efficiency of Heat Removal from Powerful Semiconductor Devices.....	33
Heister S. R., Kirychenka V. V. A Method for Coherent Compensation of Side Lobes of the Spectrum of Interfering Reflections in the Problem of Detecting Low-Speed and Inconspicuous Objects	42
Mordachev V. I. Assessment of the Contribution of Radiations of User Equipment to the Anthropogenic Electromagnetic Background Created by Mobile (Cellular) Communications.....	50
Shmelkova A. A., Andreev V. V., Drach V. E. Parameter Optimization of Noise-Reduction Filters of Hi-Performance Power Supplies	59

Kurayev A. A., Matveyenka V. V. Electrically Tunable Four-Mirror Gyrotron with Crossed Fields.....	68
Tran Van Trieu, Korsak K. V., Novikov P. E., Lovshenko I. Yu., Zavadski S. M., Golosov D. A., Stepanov A. A., Hubarevich A. A., Kolos V. V., Solovjov Ya. A., Liauchuk D. S., Stempitsky V. R. Calculation of Optical Parameters of Thin Films of Structural Materials of Thermal Uncooled Bolometric Type Detector.....	73
Bushchyk E. A. Ontological Representation of Business Processes in an Educational Institution..	81
Zaiko E. V., Shumsky P. N. Recognition of Aerodynamic Objects on Spectral Portraits Taking into Account Design Features of Turbojets.....	88
Brancevich P. Y. Implementation of Decision-Making Systems Based on a Typical Decisive Element	96
Mazur S. V., Golovaty A. I. Automated Monitoring of Human Physiological Parameters While Being in Virtual Reality.	104
Ma Jun, Tsviatkou V. Yu., Boriskevich A. A. Skeleting of Low-Contrast Noisy Halftone Images	112

Responsible Secretary T. Mironenka

Signed for printing 10.10.2023. Format 60×84 1/8. Office paper. Printed on a risograph. Type face Times.
Ed.-pr. l. 14,18. Ed.-ed. l. 12,1. Edition 75 copies. Order 231.

Editorial Address: P. Brovki St., 6, Off. 329a, Minsk, 220013, Republic of Belarus
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.
Tel.: +375 17 293-88-41. doklady@bsuir.by; http://:doklady.bsuir.by

Printed in BSUIR. License LP No 02330/264 from 24.12.2020.
220013, Minsk, P. Brovki St., 6

Founder – Educational Establishment “Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics”
Index for individual subscription 00787. Index for departmental subscription 007872



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-5-12>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 539.216:546.824.31

ФОРМИРОВАНИЕ ПЛЕНОК СПЛАВОВ СИСТЕМ Cr–Ni, Cr–Ni–Si И Fe–Ni МЕТОДАМИ СУБЛИМАЦИИ И ИСПАРЕНИЯ ДЛЯ ИЗДЕЛИЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

В. А. ЗЕЛЕНИН¹, Е. О. НАРУШКО², А. Д. ГЛАДИНОВ³

¹Физико-технический институт НАН Беларуси (г. Минск, Республика Беларусь)

²ОАО «Пеленг» (г. Минск, Республика Беларусь)

³ОАО «Оптрон» НАН Беларуси (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 21.02.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Рассмотрены процессы формирования пленок сплавов систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni стабильного элементного состава методами испарения. Показано, что из-за большой разницы в температурах плавления Ni и Cr пленки нихрома получают методом сублимации. Предложена конструкция испарителя, позволяющая стабилизировать состав пленок. Проведены расчеты азеотропных составов сплавов системы Cr–Ni–Si. Определено положение изобар суммарного давления железа и никеля на диаграмме состояния, при испарении в вакууме. Рассчитан и экспериментально проверен азеотропный состав сплава системы Fe–Ni.

Ключевые слова: тонкие пленки, сплавы систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni, сублимация, испарение, элементный состав, давление паров, азеотропные составы.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Зеленин, В. А. Формирование пленок сплавов систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni методами сублимации и испарения для изделий электронной техники / В. А. Зеленин, Е. О. Нарушко, А. Д. Гладинов // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 5–12. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-5-12>.

FORMATION OF FILMS OF ALLOYS OF Cr–Ni, Cr–Ni–Si AND Fe–Ni SYSTEMS BY SUBLIMATION AND EVAPORATION METHODS FOR ELECTRONIC PRODUCTS

VICTOR A. ZELENIN¹, ELENA O. NARUSHKO², ANTON D. GLADINOV³

¹Physical-Technical Institute of the National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

²Joint-Stock Company “Peleng” (Minsk, Republic of Belarus)

³Joint-Stock Company “Optron” of the National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 21.02.2023

Abstract. The processes of formation of films of alloys of the Cr–Ni, Cr–Ni–Si and Fe–Ni systems with a stable elemental composition by evaporation methods are considered. It is shown that due to the large difference in the melting temperatures of Ni and Cr, nichrome films are obtained by sublimation. The design of the evaporator is proposed, which makes it possible to stabilize the composition of the films. Calculations of azeotropic compo-

sitions of alloys of the Cr–Ni–Si system have been carried out. The position of the isobars of the total pressure of iron and nickel on the state diagram was determined during evaporation in vacuum. The azeotropic composition of the alloy of the Fe–Ni system was calculated and experimentally verified.

Keywords: thin films, alloys of the Cr–Ni, Cr–Ni–Si and Fe–Ni systems, sublimation, evaporation, elemental composition, vapor pressure, azeotropic compositions.

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

For citation. Zelenin V. A., Narushko E. O., Gladinov A. D. (2023) Formation of Films of Alloys of Cr–Ni, Cr–Ni–Si and Fe–Ni Systems by Sublimation and Evaporation Methods for Electronic Products. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 5–12. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-5-12> (in Russian).

Введение

Одна из проблем использования многокомпонентных материалов при изготовлении изделий электронной техники состоит в том, что тонкопленочные элементы и структуры из магнитных материалов, например из пермаллоев, обладающих высокой относительной магнитной проницаемостью, как правило, получают методами испарения. В случаях, когда предпочтительнее технологии распыления, выбирают сплавы с низкими значениями температуры Кюри, например Ni + 7 мас.% V, Ni + 15 мас.% Cr или Ni + 35 мас.% Cu, мишени из которых не экранируют магнитное поле. Тем не менее в ряде случаев формирование многослойных структур изделий электронной техники проводят методами испарения [1, 2]. Вопросы влияния условий испарения в вакууме на элементный состав пленок систем Cu–Ni и Ag–Cu рассмотрены в [3].

Исследованы процессы формирования пленок стабильного элементного состава методами сублимации и испарения, широко используемыми при изготовлении изделий электронной техники сплавов систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni.

Давление паров Cr, Ni и Fe, сублимация сплавов системы Cr–Ni

Зависимости давления паров элементов Cr, Ni и Fe от температуры, согласно [4], приведены на рис. 1. Как следует из рис. 1, давление паров Cr при температурах 1200–1400 °C на порядок больше, чем у Ni, а давление паров Fe во всем представленном на рис. 1 диапазоне температур больше, чем у Ni в 1,5–2 раза.

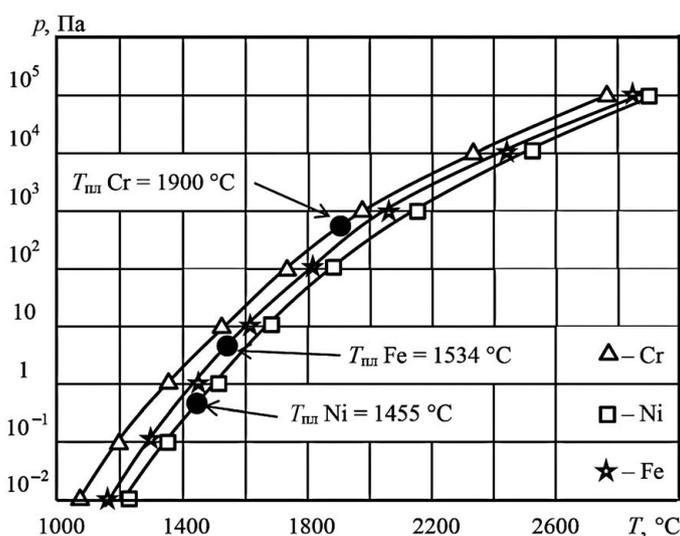


Рис. 1. Влияние температуры на давление паров Cr, Ni и Fe
Fig. 1. Effect of temperature on vapor pressure of Cr, Ni and Fe

Из-за большой разницы в температурах плавления Ni (1455 °C) и Cr (1900 °C) пленки их сплавов проще всего получить методом сублимации испарителей, изготовленных из сплава X20H80 при температурах 1300–1400 °C. Поскольку сплав X20H80 представляет собой гомогенный твер-

дый раствор хрома в никеле, его сублимация подчиняется закону Рауля, т. е. отношение числа атомов никеля n_{Ni} к числу атомов хрома n_{Cr} в потоке пара определяется выражением

$$\frac{n_{Ni}}{n_{Cr}} = \frac{f_{Ni} x_{Ni} p_{Ni}^* \sqrt{A_{Cr}}}{f_{Cr} x_{Cr} p_{Cr}^* \sqrt{A_{Ni}}}, \quad (1)$$

где f_{Ni} , f_{Cr} – коэффициент активности атомов Ni и Cr; x_{Ni} , x_{Cr} – молярная концентрация Ni и Cr в поверхностном слое испарителя, $x_{Ni} + x_{Cr} = 1$; p_{Ni}^* , p_{Cr}^* – термодинамически равновесное давление паров Ni и Cr при температуре сублимации; A_{Ni} , A_{Cr} – атомная масса Ni и Cr.

Молярные концентрации Ni и Cr в поверхностном слое испарителя из сплава X20H80 при температуре ~ 1300 °C изменяются от $x_{Ni} = 0,78$, $x_{Cr} = 0,22$ в начальный период процесса сублимации до $x_{Ni} = 0,97$, $x_{Cr} = 0,03$, устанавливающихся по истечении 3 ч. Коэффициенты активности изменяются от $f_{Ni} = 0,9$ и $f_{Cr} = 1,0$ – для начала процесса до $f_{Ni} = 1,0$ и $f_{Cr} = 0,5$ – по истечении 3 ч, т. е. отношение f_{Ni}/f_{Cr} по истечении ~ 30 мин сублимации близко к 1,0 [5]. При этом в соответствии с (1) соотношение атомов Ni:Cr = 1:1 в пленке достигается при концентрации атомов Ni и Cr в поверхностном слое испарителя $\frac{x_{Ni}}{x_{Cr}} \approx 10$. Из-за обеднения испарителя атомами хрома их концентрация в осаждаемой пленке снижается. Стабилизировать состав пленок позволяет использование испарителей специальной конструкции (рис. 2) [6].

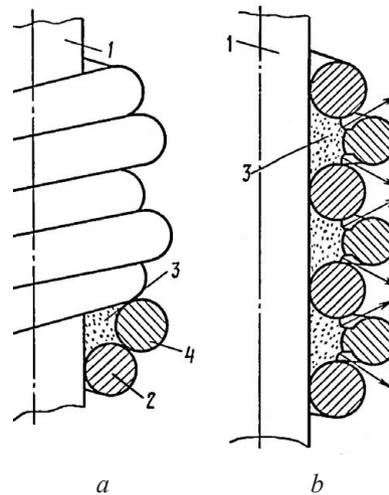


Рис. 2. Общий вид испарителя для нанесения пленок нихрома (а), сублимация смеси порошков никеля и хрома через зазоры между спиралями (б): 1 – стержень из нихрома; 2, 4 – спирали из нихрома; 3 – смесь порошков никеля и хрома

Fig. 2. General view of the evaporator for deposition of nichrome films (a), sublimation of a mixture of nickel and chromium powders through the gaps between the spirals (b): 1 – nichrome rod; 2, 4 – nichrome spirals; 3 – a mixture of nickel and chromium powders

Стабильность элементного состава пленок, осаждаемых методом сублимации испарителя предложенной конструкции, обусловлена тем, что площадь обедненного хромом поверхностного слоя нихромовых спиралей со временем уменьшается, а площадь поверхности сублимации смеси порошков через зазоры между спиралями увеличивается. Использование испарителя представленной на рис. 2 конструкции позволило разработать технологию серийного производства прецизионных тонкопленочных нихромовых резисторов с температурным коэффициентом сопротивления в диапазоне $\pm(100 \cdot 10^{-6})$ K⁻¹. Кроме того, повысить однородность состава пленок двухкомпонентного сплава можно введением в сплав третьего компонента. Так, в [7] было показано, что использование в качестве третьего компонента кремния позволяет, наряду с повышением стабильности элементного состава, увеличить поверхностное сопротивление пленок.

Расчет сплава системы Cr–Ni–Si азеотропного состава

В системе Cr–Ni–Si образуются два термодинамически стабильных соединения CrSi₂ и NiSi, испарение которых происходит конгруэнтно, т. е. составы их паров близки к стехиометрическим

составам данных силицидов. Однако при испарении сплавов и совместном испарении смесей силицидов воспроизведение состава пленок достигается только при условии, когда испарение всех составляющих смеси заканчивается одновременно. Для достижения одновременности завершения испарения всех составляющих их концентрации должны быть пропорциональны давлениям паров.

Известно, что процесс испарения смесей термодинамически стабильных соединений подчиняется зависимости испарения в вакууме растворов или химических соединений, имеющих на диаграмме состояния широкую область гомогенности [8]. При использовании в качестве составляющих сплава термодинамически стабильных соединений CrSi_2 и NiSi условие получения однородных пленок постоянного химического состава может быть записано в виде уравнений:

$$x_{\text{NiSi}} : x_{\text{CrSi}_2} = \frac{\sum \overline{p_{\text{NiSi}}}}{\sqrt{M_{\text{NiSi}}}} : \frac{\sum \overline{p_{\text{CrSi}_2}}}{\sqrt{M_{\text{CrSi}_2}}}; \quad (2)$$

$$x_{\text{NiSi}} + x_{\text{CrSi}_2} = 1, \quad (3)$$

где x_{NiSi} , x_{CrSi_2} – молярная концентрация NiSi и CrSi_2 в сплаве; $\sum \overline{p_{\text{NiSi}}}$, $\sum \overline{p_{\text{CrSi}_2}}$ – среднее значение суммарного давления паров соединений.

При получении сплавов системы Cr-Ni-Si отдельно приготавливали двухкомпонентные сплавы (лигатуры), соответствующие стехиометрии соединений CrSi_2 и NiSi , и затем по формулам (2) и (3) определяли их молярные концентрации в сплаве. Давления паров элементов при диссоциации силицидов CrSi_2 и NiSi рассчитывали по следующим уравнениям, взятым из [9]:

– для CrSi_2 :

$$\lg p_{\text{Si}} = \frac{-25129}{T} - 0,331 \cdot 10^{-3} T + 8,071; \quad (4)$$

$$\lg p_{\text{Cr}} = \frac{-25129}{T} - 0,331 \cdot 10^{-3} T + 7,770; \quad (5)$$

– для NiSi :

$$\lg p_{\text{Ni}} = \frac{-25400}{T} - 0,361 \cdot 10^{-3} T + 8,069. \quad (6)$$

Расчетные значения давлений паров элементов при диссоциации силицидов CrSi_2 и NiSi в диапазоне температур 2000–2500 К приведены в табл. 1. Как видно из таблицы, отношение суммарных давлений паров соединений CrSi_2 и NiSi в диапазоне температур испарения от 2000 до 2500 К находится в пределах от 1,18 до 1,15, в то время как давления паров элементов Cr и Ni отличаются на порядок (рис. 1).

Таблица 1. Давление паров при различных температурах испарения силицидов CrSi_2 и NiSi
Table 1. Vapor pressure at different evaporation temperatures of CrSi_2 and NiSi silicides

Соединение / Compound	Показатель / Index	Давление паров, Па, при температуре, К / Vapor pressure, Pa, at the temperature, K					
		2000	2100	2200	2300	2400	2500
CrSi_2	p_{Cr}	0,350	1,28	4,16	12,1	32,0	78,0
	p_{Si}	0,699	2,57	8,33	24,2	64,0	156,0
	Σp_{CrSi_2}	1,049	3,85	12,5	36,3	96,0	232,0
NiSi	$p_{\text{Ni}} = p_{\text{Si}}$	0,444	1,64	5,36	15,7	41,6	101,0
	Σp_{NiSi}	0,888	3,28	10,72	31,4	83,2	202,0
	$\Sigma p_{\text{CrSi}_2} / \Sigma p_{\text{NiSi}}$	1,180	1,17	1,16	1,156	1,154	1,15

Испарение трехкомпонентного сплава Cr-Ni-Si рассматривали как процесс диссоциации смеси соединений CrSi_2 и NiSi , в достаточно высокой степени сохраняющих в расплаве свои индивидуальные свойства. В соответствии с данными, приведенными в табл. 1, расчетная температура испарения сплава, обеспечивающая требуемое давление паров, составляет 2100 К. Прием-

лемый интервал температур испарения 2050–2150 К. Средние значения давления паров в данном интервале температур для CrSi_2 и NiSi составляют соответственно примерно 5,5 и 4,2 Па.

По уравнениям (2) и (3) находим молярные концентрации силицидов в сплаве: $x_{\text{CrSi}_2} = 0,54$, $x_{\text{NiSi}} = 0,46$. Содержание силицидов в сплаве: $C_{\text{CrSi}_2} = 59,4$ мас.%; $C_{\text{NiSi}} = 40,9$ мас.%; Содержание элементов в сплаве: $C_{\text{Cr}} = 28,5$ мас.% (18,0 ат.%;); $C_{\text{Ni}} = 27,5$ мас.% (21,0 ат.%;); $C_{\text{Si}} = 44$ мас.% (61,0 ат.%).

Расположение резистивного сплава системы Cr-Ni-Si азеотропного состава (точка A) представлено на рис. 3.

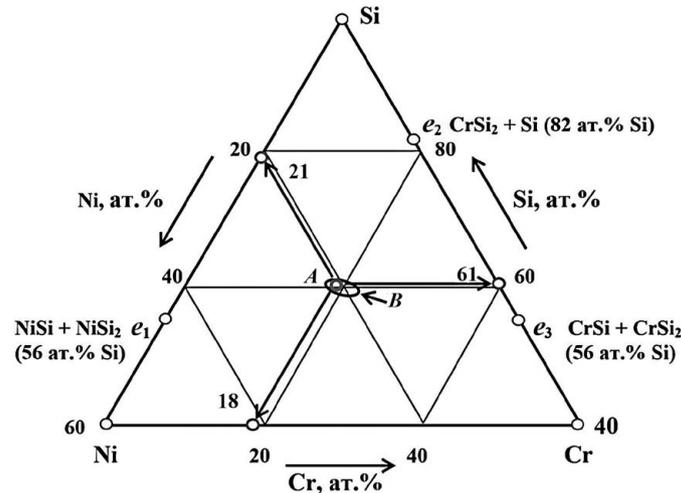


Рис. 3. Расположение сплава азеотропного состава системы Cr-Ni-Si для температуры испарения 2100 К (точка A) и сплавов азеотропных составов для температур испарения 2000–2500 К (область B)

Fig. 3. Disposition of an alloy of azeotropic composition of the Cr-Ni-Si system for an evaporation temperature of 2100 K (point A) and alloys of azeotropic compositions for evaporation temperatures of 2000–2500 K (region B)

Выделенная на диаграмме овальная область B соответствует полному набору сплавов азеотропных составов, испаряемых в диапазоне температур от 2000 до 2500 К. С повышением температуры испарения содержание кремния и никеля в сплаве уменьшается, а хрома – увеличивается. По стехиометрическому составу все азеотропные сплавы близки к условному соединению $(\text{CrNi})\text{Si}_3$.

Процесс испарения сплавов системы Fe-Ni

Диаграмма состояния системы Fe-Ni представлена на рис. 4. Сплавы этой системы являются неограниченными твердыми растворами, поэтому при их испарении фазовый переход ж→пар подчиняется закону Рауля (1). Размеры радиусов элементов вблизи температур их плавления – $R_{\text{Ni}} = 0,1246$ нм. Следовательно, соотношение активностей Fe и Ni в соответствии с [3]

$$\frac{f_{\text{Fe}}}{f_{\text{Ni}}} = \left(\frac{R_{\text{Fe}}}{R_{\text{Ni}}} \right)^3 = \left(\frac{0,1290}{0,1246} \right)^3 = 1,11.$$

Необходимая скорость нанесения покрытий систем Fe-Ni толщиной 200–500 нм обеспечивается при давлении паров Ni и Fe в пределах от 1 до 20 Па. Согласно рис. 4, температуры испарения сплавов системы Fe-Ni должны находиться в диапазоне 1500–1650 °С. Среднее значение давления паров Fe в данном температурном диапазоне составляет 13 Па, а паров Ni – 11 Па. Атомные массы элементов Ni и Fe равны 58,71 и 55,85 а. е. м. соответственно. Подставляя все указанные значения в (1), для системы Fe-Ni получаем:

$$1,11 \cdot \left(\frac{13}{11} \right) \cdot \left(\frac{58,71}{55,85} \right)^{\frac{1}{2}} = 1,345 x_{\text{Ni}} = x_{\text{Fe}}.$$

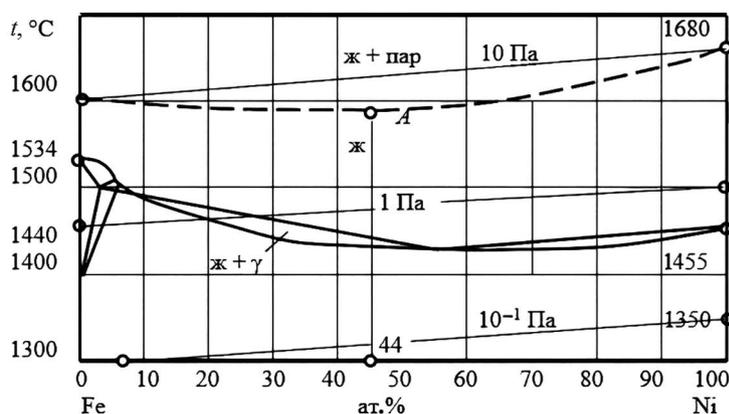


Рис. 4. Диаграмма состояния системы Fe–Ni
Fig. 4. State diagram of the Fe–Ni system

Из условия $x_{Ni} + x_{Cr} = 1$ находим, что $x_{Fe} = 0,574$, $x_{Ni} = 0,426$. Таким образом, согласно проведенным расчетам установлено, что азеотропным в системе Fe–Ni является сплав, содержащий 56 мас.% (~57 ат.%) Fe и 44 мас.% (~43 ат.%) Ni. Этому составу соответствует минимальное значение температуры, при которой суммарное давление паров достигает 10 Па (рис. 4, точка A на изобаре).

О воспроизводимости состава слоев из сплавов системы Fe–Ni, полученных электронно-лучевым методом испарения, судили по результатам анализа их элементного состава. В качестве исходных материалов использовали никель марки НП2, кобальт К0 и железо 005ЖР. Из данных материалов были приготовлены пять навесок сплавов.

Результаты исследований и их обсуждение

Составы сплавов, а также средние значения содержания элементов в покрытиях толщиной 200 нм приведены в табл. 2. Составы сплавов системы Fe–Ni, а также средние значения содержания элементов в покрытиях толщиной 200 нм, полученных методом их электронно-лучевого испарения, приведены в табл. 2. Каждое значение получено по данным элементного анализа не менее трех образцов.

Таблица 2. Составы сплавов системы Fe–Ni и средние значения содержания элементов в покрытиях толщиной 200 нм, полученных электронно-лучевым испарением
Table 2. Compositions of alloys of the Fe–Ni system and average contents of elements in 200 nm thick coatings obtained by electron-beam evaporation

Номер сплава / Number of alloy	Состав сплава, ат.% / Composition of alloy, at.%		Состав пленок толщиной 200 нм, ат.% / Composition of films 200 nm thick, at.%		
	Fe	Ni	Fe	Ni	Прочие
1	30	70	51,5	45,4	3,1
2	40	60	38,8	58,0	3,2
3	55	45	51,0	47,6	1,4
4	60	40	58,7	38,8	2,5
5	70	30	68,5	28,7	2,8

Из табл. 2 видно, что элементный состав пленок при испарении сплава состава Fe55Ni45 сохраняется, т. е. происходит его конгруэнтное испарение. Вместе с тем, ввиду весьма близких значений давления паров, молекулярных масс, параметров кристаллических решеток Fe и Ni, а также неограниченной растворимости этих элементов в расплавах, элементный состав пленок системы Fe–Ni достаточно близок ко всем исследованным авторами составам испаряемых сплавов.

Заключение

1. Рассмотрены процессы формирования пленок сплавов систем Cr–Ni, Cr–Ni–Si и Fe–Ni методами сублимации и испарения. Показано, что при поддержании концентрации атомов Ni и Cr в поверхностном слое испарителя $\frac{x_{Ni}}{x_{Cr}} \approx 10$ формируются пленки с соотношением элементов Ni:Cr $\approx 1:1$.

2. Предложена конструкция испарителя, позволяющая стабилизировать состав пленок нихрома. Проведены расчеты и определена область сплавов азеотропных составов системы Cr–Ni–Si для температур испарения 2000–2500 К. Рассчитаны и экспериментально подтверждены азеотропные составы сплавов систем Cr–Ni–Si и Fe–Ni [10, 11].

Список литературы

1. Зеленин, В. А. Силицидные сплавы азеотропных и эвтектических составов для катодов и мишеней вакуумно-дуговых и магнетронных установок / В. А. Зеленин // Современные методы и технологии создания и обработки материалов: сб. науч. тр. В 2 кн. Минск: Физ.-техн. ин-т НАН Беларуси, 2021. Кн. 1. Новые технологии и материалы. С. 208–223.
2. Волочко, А. Т. Многослойные покрытия на элементах компьютера как средство технической защиты информации / А. Т. Волочко, В. А. Зеленин, Е. О. Нарушко // Проблемы информационной безопасности: II Междунар. науч.-практ. конф., г. Симферополь, 25–27 февр. 2016 г. Симферополь, 2016. С. 16–19.
3. Зеленин, В. А. Получение многокомпонентных покрытий стабильного состава для экранов электромагнитного излучения / В. А. Зеленин, Е. О. Нарушко, А. Д. Гладинов // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 4. С. 19–27. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-4-19-27>.
4. Технология тонких пленок: справочник. В 2 т. / Пер. с англ. под ред. М. И. Елинсона, Г. Г. Смолко. М.: Советское радио, 1977. Т. 1. С. 9–174.
5. Технология тонких пленок: справочник. В 2 т. / Пер. с англ. под ред. М. И. Елинсона, Г. Г. Смолко. М.: Советское радио, 1977. Т. 2. С. 578–622.
6. Испаритель для нанесения нихромовых пленок: а. с. 1120706 СССР / Л. И. Гурский, А. П. Жебин, В. А. Зеленин. Заявлено 21.04.1982. Опубликовано 27.09.2013. Бюл. № 27.
7. Структура, топология и свойства пленочных резисторов / Л. И. Гурский [и др.]; под ред. В. А. Лабунова. Минск: Наука и техника, 1987. 264 с.
8. Куликов, И. С. Термическая диссоциация соединений / И. С. Куликов. М.: Metallurgy, 1969. 574 с.
9. Зеленин, В. А. Высокостабильные элементы и структуры для изделий наноэлектроники / В. А. Зеленин. Минск: Белорусская наука, 2022. 290 с.
10. Гладинов, А. Д. Расчет температур плавления резистивных сплавов систем Co–Cr–Si и Co–Cr–La–Si / А. Д. Гладинов // Литые и металлургические – 2020: сб. науч. работ III Междунар. науч.-практ. интернет-конф. студентов и магистрантов, г. Минск, 18–19 нояб. 2020 г. Минск: Белор. национ. техн. ун-т, 2020. С. 85–87.
11. Зеленин, В. А. Экранирующие свойства покрытий системы Ni–Fe / В. А. Зеленин, Г. В. Марков, Е. О. Нарушко // Современные методы и технологии создания и обработки материалов: сб. науч. тр. Минск: Физ.-техн. ин-т НАН Беларуси, 2014. Кн. 1. Материаловедение. С. 271–280.

References

1. Zelenin V. A. (2021) Silicide Alloys of Azeotropic and Eutectic Compositions for Cathodes and Targets of Vacuum Arc and Magnetron Installations. *Modern Methods and Technologies for the Creation and Processing of Materials: a Collection of Scientific Papers. In 2 Books. Book 1. New Technologies and Materials*. Minsk, Physical-Technical Institute of the National Academy of Sciences of Belarus. 208–223 (in Russian).
2. Volochko A. T., Zelenin V. A., Narushko E. O. (2016) Multilayer Coatings on Computer Elements as a Means of Technical Protection of Information. *Problems of Information Security, II International Scientific and Practical Conference, Simferopol, Febr. 25–27, 2016*. Simferopol. 16–19 (in Russian).
3. Zelenin V. A., Narushko E. O., Gladinov A. D. (2023) Obtaining Multicomponent Coatings of a Stable Composition for Electromagnetic Radiation Screens. *Doklady BGUIR*. 21 (4), 19–27. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-4-19-27> (in Russian).
4. Elinson M. I., Smolko G. G. (ed.) (1977) *Thin Film Technology: a Handbook. In 2 Vol.* Moscow, Soviet Radio Publ. Vol. 1. 9–174 (in Russian).
5. Elinson M. I., Smolko G. G. (ed.) (1977) *Thin Film Technology: a Handbook. In 2 Vol.* Moscow, Soviet Radio Publ. Vol. 2. 578–622 (in Russian).
6. Gursky L. I., Zhebin A. P., Zelenin V. A. (2013) Evaporator for Applying Nichrome Films. *Certificate of Authorship. 1120706 USSR*. Claimed 21.04.1982. Published on 27.09.2013. Bulletin No 27.

7. Gurskii L. I., Zelenin V. A., Zhebin A. P. et al. (1987) *Structure, Topology and Properties of Film Resistors*. Minsk, Nauka i Technika Publ. 264 (in Russian).
8. Kulikov I. S. (1969) *Thermal Dissociation of Compounds*. Moscow, Metallurgiya Publ. 574 (in Russian).
9. Zelenin V. A. (2022) *Highly Stable Elements and Structures for Nanoelectronics Products*. Minsk, Belaruskaya Navuka Publ. 290 (in Russian).
10. Gladinov A. D. (2020) Calculation of Melting Temperatures for Co–Cr–Si and Co–Cr–La–Si Resistive Alloy Systems. *Casting and Metallurgy – 2020: Collection of Scientific Works of the III International Scientific and Practical Internet-Conference for Students and Master’s Students, Minsk, Nov. 18–19, 2020*. Minsk, Belarusian National Technical University Publ. 85–87 (in Russian).
11. Zelenin V. A., Markov G. V., Narushko E. O. (2014) Screening Properties of Coatings of the Ni–Fe System. *Modern Methods and Technologies for the Creation and Processing of Materials: Collection of Scientific Works*. Minsk, Book 1: Materials Science. 271–280.

Вклад авторов / Authors’ contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Зеленин В. А., д. т. н., доцент, г. н. с. Физико-технического института Национальной академии наук Беларуси

Нарушко Е. О., к. т. н., инженер-технолог ОАО «Пеленг»

Гладинов А. Д., м. н. с. ОАО «Оптрон» Национальной академии наук Беларуси

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Академика Высоцкого, 3–26
Тел.: +375 29 345-86-72
E-mail: lena-narushko@mail.ru
Нарушко Елена Олеговна

Information about the authors

Zelenin V. A., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Principal Researcher at the Physical-Technical Institute of the National Academy of Sciences of Belarus

Narushko E. O., Cand. of Sci., Process Engineer at the Joint-Stock Company “Peleng”

Gladinov A. D., Junior Scientific Researcher at the Joint-Stock Company “Optron” of the National Academy of Sciences of Belarus

Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,
Minsk, Academician Vysotsky St., 3–26
Tel.: +375 29 345-86-72
E-mail: lena-narushko@mail.ru
Narushko Elena Olegovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-13-19>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 519.2

ОПТИМАЛЬНЫЙ ГИСТОГРАММНЫЙ ФИЛЬТР

А. В. ОВСЯННИКОВ¹, В. М. КОЗЕЛ²

¹Белорусский государственный университет (г. Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 23.03.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Рассматривается методика построения оптимального гистограммного фильтра и его модификаций с учетом априорной информации о предполагаемой плотности распределения вероятностей. Основная идея построения гистограммного фильтра заключается в применении специального преобразования, отображающего профиль участка любого закона распределения в эквивалентный ему постоянный уровень характеристических чисел – информационных весов. Это преобразование позволяет определить коэффициенты гистограммного фильтра. Оценка значения числа данных конкретного интервала гистограммы формируется характеристической функцией фильтра, содержащей реальные данные и соответствующей характеристическому числу. Показана сходимость оценок, полученных гистограммным фильтром, к истинным значениям вероятностей интервалов. Рассмотрены модификации оптимального гистограммного фильтра, требующие меньше вычислительных затрат на их реализацию. Получены верхние границы качественных характеристик фильтров. Установлено, что оптимальный гистограммный фильтр независимо от вида закона распределения обеспечивает в три раза лучшее качество идентификации (распознавания) в сравнении со стандартной гистограммной оценкой. Эффективность гистограммного фильтра подтверждается моделированием. 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, характеристическая функция, интервал группирования, плотность распределения вероятности.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Овсянников, А. В. Оптимальный гистограммный фильтр / А. В. Овсянников, В. М. Козел // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 13–19. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-13-19>.

OPTIMAL HISTOGRAM FILTER

ANDREI V. AUSIANNIKAU¹, VICTOR M. KOZEL²

¹Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 23.03.2023

Abstract. The article discusses a technique for constructing an optimal histogram filter and its modifications, taking into account a priori information about the expected probability distribution density. The main idea of constructing a histogram filter is to apply a special transformation that displays the profile of a section of any distribution law into a constant level of characteristic numbers equivalent to it. This transformation allows to determine

the coefficients of the histogram filter. An estimate of the value of the number of data of a particular interval of the histogram is formed by the characteristic function of the filter containing real data and equivalent to the characteristic number. The convergence of the estimates obtained by the histogram filter to the true values of the interval probabilities is shown. Modifications of the optimal histogram filter that require less computational costs for their implementation are considered. The upper bounds of the qualitative characteristics of filters are obtained. It has been established that the optimal histogram filter, regardless of the type of distribution law, provides three times the best quality of identification (recognition) in comparison with the standard histogram estimate. The efficiency of the histogram filter is confirmed by simulations. 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, characteristic function, grouping interval, probability density distribution.

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

For citation. Ausiannikau A. V., Kozel V. M. (2023) Optimal Histogram Filter. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 13–19. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-13-19> (in Russian).

Введение

Разработка точных и быстрых методов, алгоритмов идентификации законов распределения, работающих, в том числе, на малых объемах данных, является востребованной и актуальной задачей для множества систем и устройств обработки данных общего и специального назначения [1–6]. Для облегчения встраивания программно-аппаратных реализаций алгоритмов идентификации в устройства первичной обработки данных эти алгоритмы должны разрабатываться на основе простых, универсальных методов, не требующих больших вычислительных затрат. В этих целях в статье рассматриваются модификации гистограммных оценок плотностей распределения вероятностей (ПРВ), эффективность которых можно значительно улучшить применением гистограммных фильтров (ГФ) [7, 8]. Использование ГФ значительно ослабляет зависимость гистограммных оценок от выбора числа интервалов группирования данных [4], устраняет сильную изрезанность гистограммы при относительно малом числе данных, повышает точность правильной идентификации ПРВ [7, 8].

Основная идея построения ГФ состоит в применении в нем функций принадлежности данных конкретному интервалу гистограммы вместо индикаторной функции включения. Однако эффективность таких ГФ с увеличением числа данных снижается вследствие отсутствия сходимости оценок ГФ к истинным при неограниченно возрастающем объеме данных. Устранить эту особенность можно специальным преобразованием с использованием априорной информации о предполагаемой ПРВ, в результате которого определяются коэффициенты ГФ, и сам ГФ становится оптимальным в смысле сходимости оценок частот интервалов к истинным значениям вероятностей. Это преобразование связано с преобразованием профиля участка предполагаемой ПРВ в постоянные характеристические числа участка, определяющие его информационный вес.

Цель исследований состояла в разработке алгоритмов реализации гистограммного фильтра на основе характеристических функций реальных данных с использованием специального преобразования для нахождения коэффициентов фильтра с учетом априорной информации об идентифицируемой ПРВ.

Методика построения оптимального гистограммного фильтра

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 $\Delta_x = X_{j+1} - X_j = R/m$. $X_{m+1} = x_{\max} = \max_i x_i$, $X_1 = x_{\min} = \min_i x_i$, где X_j – граница интервалов; $R = x_{\max} - x_{\min} = m\Delta_x$ – размах диапазона данных. Заменяем обычную индикаторную функцию на диапазоне Δ_x , используемую при стандартном способе построения гистограммы, функцией принадлежности $\mu_j(x)$, $\mu_j(x) \in [0, 1]$, с областью определения $\Delta_\mu \leq 3\Delta_x$. Эта функция будет определять принадлежность данных интервалу группирования A_j [7, 8]. Введение в рассмотрение функций принадлежности предполагает обеспечение дополнительного условия $\sum_{j=1}^m \mu_j(x) = 1$. Для удобной практической реализации ГФ заменим непрерывную функцию $\mu_j(x)$ ступенчатой

с дополнительным индексом t – номером ее подынтервала. Тогда для внутренних и конечных интервалов можем записать:

$$\mu_{j,t}(x) = \begin{cases} \mu_{j,t}, & j = \overline{1, m}, \quad t = j, (j-m)(m-3)/(m-1) + (m-1); \\ \mu_{j,t}, & j = \overline{2, m-1}, \quad t = \overline{j-1, j+1}. \end{cases} \quad (1)$$

Исходя из условий нормировки, на ступенчатые функции (1) должны быть наложены ограничения

$$\sum_t \mu_{j,t} = 1. \quad (2)$$

Рассмотрим алгоритм ГФ с индексацией, соответствующей (1), в следующем виде:

$$u_j = \sum_t \varphi_{j,t} v_t, \quad (3)$$

где u_j – число данных (в общем случае не целое число), отнесенных ГФ к интервалу A_j ; v_t – число данных, попавших в t -й подынтервал j -й функции принадлежности; $\varphi_{j,t}$ – коэффициент ГФ.

Для определения коэффициентов $\varphi_{j,t}$ уравнения (2) недостаточно. Требуются дополнительные сведения о связи коэффициентов с априорной информацией относительно предполагаемой ПРВ. Такую связь установим в два этапа. На первом введем специальное преобразование, которое будет отображать профиль участка любого закона распределения в эквивалентный ему постоянный уровень:

$$\rho_j = \mu_{j,t} p_t = \text{const}_j, \quad (4)$$

где $\rho_j > 0$ – характеристическое число, определяющее информационный вес участка A_j .

С учетом (2) эти числа ρ_j определяются простыми арифметическими выражениями по множеству $\{p_t\}$: $\rho_j = S_j^{-1} H_j$, где $H_j = H_j(\{p_t\})$ – среднегармоническое значение элементов множества $\{p_t\}$; $S_j = (\sum \{p_t\})$ – сумма элементов множества $\{p_t\}$; $S_j = 2$ для $j = \overline{1, m}$ и $S_j = 3$ для $j = \overline{2, m-1}$.

Идея преобразования (4), поясняющая его смысл, состоит в следующем. Во-первых, определенные преобразованием (4) коэффициенты $\mu_{j,t} = \rho_j / p_t$, примененные к набору частот $\{v_t / n\}$, должны обеспечить близкий к предполагаемому профиль участка гистограммы; во-вторых, результат (4) можно получить исходя из максимизации энтропии набора информационных весов $-\sum_t \mu_{j,t} p_t \ln(\mu_{j,t} p_t) \rightarrow \max$. Решение этой задачи известно и соответствует (4).

Далее на втором этапе на основе преобразования (4) можно записать $\rho_j = S_j^{-1} \sum_t \mu_{j,t} p_t$. По аналогии с этим сформируем характеристическую функцию по реальным данным $\rho_j^* = \mu_{j,j} u_j / n = S_j^{-1} \sum_t \mu_{j,t} v_t / n$, которую преобразуем в уравнение ГФ (3), где коэффициенты $\varphi_{j,t}$ будут определяться формулой

$$\varphi_{j,t} = S_j^{-1} (p_j / p_t) = S_j^{-1} (\mu_{j,t} / \mu_{j,j}). \quad (5)$$

Таким образом, связь коэффициентов ГФ с априорной информацией относительно предполагаемой ПРВ выражается уравнением (5). Тривиальным примером алгоритма ГФ является идентификация равномерной ПРВ. Алгоритм (3) принимает вид простого усреднения с постоянным весом $u_j = S_j^{-1} \sum_t v_t$. Это показывает неправомерность применения такого алгоритма гистограммного сглаживания для произвольных законов распределения.

На основании соотношений (4) и (5) можно оценить сходимость результатов, полученных применением ГФ (3), к истинным значениям вероятностей на каждом из m интервалов: $\lim_{n \rightarrow \infty} (u_j / n) = S_j^{-1} \lim_{n \rightarrow \infty} \sum_t (p_j / p_t) (v_t / n) = p_j$. В силу этой сходимости ГФ можно считать оптимальным для предполагаемой ПРВ.

Алгоритмы (3) и (5) могут быть охарактеризованы как алгоритмы обобщенного сглаживания (фильтрации) гистограммы. В отличие от множества известных алгоритмов сглаживания (равномерного, медианного и др.), алгоритмы (3) и (5) используют настраиваемые веса $\varphi_{j,t}$, определяющиеся априорной информацией о предполагаемой ПРВ.

Оценим эффективность ГФ (3). Наиболее просто это можно сделать на основе критерия χ^2 -квадрат для простой гипотезы. Подставляя в стандартное выражение критерия χ^2 -квадрат значения (3), получим $\chi_u^2 = \sum_{j=1}^m (n\rho_j^* / \mu_{j,j} - np_j)^2 / np_j = n \sum_{j=1}^m [(\rho_j^* - \rho_j) / \rho_j]^2 p_j$. Воспользовавшись неравенством Коши–Буняковского, после ряда громоздких преобразований, которые здесь опускаются, находим верхнюю границу оценки математического ожидания критерия

$$\mathbf{M}\chi_u^2 \leq \mathbf{M} \sum_{j=1}^m \left[S_j^{-1} \sum_{\{t\}} \phi_{j,t} (v_t - np_t)^2 / np_t \right] \leq 1 + \mathbf{M}\chi_v^2 / 3, \quad (6)$$

где $\mathbf{M}\chi_v^2 = m - 1$.

Неравенство (6) получено в предположении выполнения условия $\mathbf{M}\chi_v^2 \leq 9((I_f \Delta_x^2)^{-1} - 1) / 2$, где I_f – информация Фишера о предполагаемой ПРВ. Анализ этого условия в свою очередь показывает, что число интервалов группирования данных должно быть не меньше величины $m^* = \delta^{-2}(1 + \sqrt{1 + 63\delta^2}) / 9$, где $\delta^2 = (I_f R^2)^{-1}$ – информационное отношение. Можно показать, что теоретически параметр δ^2 является функцией вероятности $\gamma = \int_R f(x) dx$, где $f(x)$ – предполагаемая ПРВ. Например, для гауссовской ПРВ $\delta^2 = (2\sqrt{2} \text{Erf}^{-1}(\gamma))^{-2}$, (Erf^{-1} – обратная функция ошибок), для лапласовской и экспоненциальной ПРВ $\delta^2 = (\ln(1 - \gamma))^{-2}$. Поскольку величина γ задается заранее, всегда можно определить число интервалов группирования данных $m \geq m^*$, при котором справедливо неравенство (6). В табл. 1 приведены значения нижних границ числа интервалов в зависимости от доверительной вероятности для некоторых распределений.

Таблица 1. Нижние границы числа интервалов
Table 1. Lower limits of intervals

Доверительная вероятность	0,9	0,95	0,98	0,99
Гауссовская ПРВ	5	6	8	9
Лапласовская и экспоненциальная ПРВ	3	4	6	7

Неравенство (6) показывает независимость верхней границы оценки математического ожидания критерия χ^2 -квадрат от конкретного вида предполагаемой ПРВ. Это позволяет сделать важный вывод о верхней границе не для конкретной предполагаемой ПРВ, а для самого метода, который оказывается практически в три раза эффективнее стандартной гистограммной оценки ПРВ.

Модифицированный гистограммный фильтр на основе k -окна

Можно уменьшить вычислительные затраты на расчет коэффициентов фильтра (5), применяя преобразование (4) сразу на все m интервалов. Тогда в соответствии с критерием максимизации энтропии получим $\rho = \mu_j p_j = \text{const}$, $j = \overline{1, m}$, где $\sum_{j=1}^m \mu_j = 1$. Эти уравнения позволяют алгебраическим способом определить сразу все m весовых коэффициентов ГФ через среднегармоническое значение $\rho = H / m$, $H = H(\mathbf{p})$, $\mathbf{p} = (p_1, \dots, p_m)$, $\mu_j = \rho / p_j$. Введем обозначение для такого фильтра – ГФ(m). Число ρ в этом случае является характеристическим числом всего закона распределения. Далее, поскольку $\rho = \sum_{j=1}^m \mu_j p_j / m$ и можно сформировать характеристическую функцию $\rho_{(m)}^* = \sum_{j=1}^m \mu_j (v_j / n) / m$, уравнением ГФ(m) будет следующее:

$$u_{(m)j} = n\rho_{(m)}^* / \mu_j = m^{-1} \sum_{t=1}^m (\mu_t / \mu_j) v_j. \quad (7)$$

Критерий χ^2 -квадрат для такого ГФ(m) примет вид

$$\chi_u^2 = \sum_{j=1}^m (n\rho_{(m)}^* / \mu_j - np_j)^2 / np_j = n [(\rho_{(m)}^* - \rho) / \rho]^2 = (nH^2)^{-1} \left[\sum_{j=1}^m \mu_j (v_j - np_j) \right]^2.$$

Применяя неравенство Коши–Буняковского, получим верхнюю границу оценки математического ожидания критерия χ^2 -квадрат

$$\mathbf{M}\chi_u^2 \leq (m^2 H)^{-1} \left[\sum_{j=1}^m \mu_j (v_j - np_j)^2 / np_j \right] \leq \mathbf{M}\chi_v^2 / (m^2 H) < (mH)^{-1}. \quad (8)$$

Анализ (8) позволяет сделать выводы об эффективности $\Gamma\Phi(m)$. Целесообразность применения $\Gamma\Phi(m)$ определяется неравенством $m^2 H > 1$. Поскольку для среднегармонического значения по множеству $\{p\}$ выполняется неравенство $p_{\min} = \min_j p_j \leq H \leq 1/m$, эффективность $\Gamma\Phi(m)$ достигается при $m^2 p_{\min} > 1$. Анализ этого неравенства может быть использован для оценки нижней границы числа интервалов группирования данных в зависимости от вида предполагаемой ПРВ.

В уравнении (7) использовалась характеристическая функция $\rho_{(m)}^*$, являющаяся слабо чувствительной к колебаниям отдельных частот ν_j/n , поэтому целесообразно ее заменить модифицированной укороченной характеристической функцией шириной не более k интервалов (k -окна). Для упрощения анализа этого варианта построения $\Gamma\Phi$ предположим, что множество m можно разбить некоторым алгоритмом на N_k непересекающихся множеств $\{T_i\}$, $i = \overline{1, N_k}$, приблизительно одинаковой мощности k (отличающихся по мощности не более чем на единицу). Тогда характеристическая функция для множества $\{T_i\}$ будет иметь вид $\rho_{j \in T_i}^* = k^{-1} \sum_{t \in \{T_i\}} \mu_t(\nu_t/n)$. Алгоритм работы $\Gamma\Phi(k)$ в этом случае запишется следующим выражением:

$$u_{j \in \{T_i\}} = n \rho_{j \in \{T_i\}}^* / \mu_j = k^{-1} \sum_{t \in \{T_i\}} \Phi_{j \in \{T_i\}, t} \nu_t, \quad (9)$$

где $\Phi_{j \in \{T_i\}, t} = k^{-1}(\mu_t / \mu_j)$.

Критерий χ^2 -квадрат для $\Gamma\Phi(k)$ определяется формулой $\chi_u^2 = n \sum_{j=1}^m [(\rho_{j \in T_i}^* - \rho_j) / \rho_j]^2 p_j$, $\rho_j = \mu_j p_j$. Выполняя преобразования с использованием неравенства Коши–Буняковского, получаем верхнюю границу оценки математического ожидания критерия χ^2 -квадрат

$$\mathbf{M} \chi_u^2 \leq \mathbf{M} \left(N_k \sum_{j \in \{T_i\}} k^{-1} \sum_{t \in \{T_i\}} \Phi_{j \in \{T_i\}, t} (\nu_t - n p_t)^2 / n p_t \right) < (k-1) \left(k^2 \min_i \{H_i\} \right)^{-1}, \quad (10)$$

где $H_i = H(\{p_{T_i}\})$, $\min_i \{H_i\} = p_{\min}$ – минимальное среднегармоническое значение по множеству $\{H_i\}$.

Для эффективной работы $\Gamma\Phi(k)$, как следует из (10), должно быть выполнено условие $k^2 p_{\min} (m-1) - k + 1 > 0$ с необходимым условием положительности дискриминанта квадратного уравнения $1 - 4 p_{\min} (m-1) > 0$. Из чего получаем неравенство, определяющее оптимальный выбор ширины окна $(k-1)/k^2 \leq p_{\min} (m-1) \leq 1/4$. Если мощность множества $\{T_i\}$ равна m , то неравенство (10) совпадает с (8). Из тех же соображений, по которым область определения функции принадлежности данных ограничена тремя интервалами группирования, и в целях обеспечения баланса между чувствительностью характеристической функцией $\rho_{j \in T_i}^*$ и минимизацией вычислительных затрат ширину окна целесообразно выбрать равной трем.

Отметим зависимость верхнего предела (8), (10) от вида идентифицируемой ПРВ, поскольку сам упрощенный алгоритм (7) и его модификация (9) используют информацию о всей предполагаемой ПРВ, в то время как алгоритмы (3) и (5) используют локальную информацию в пределах $\Delta_\mu \leq 3\Delta_x$.

Моделирование гистограммного фильтра

На рис. 1, 2 приведены результаты моделирования работы $\Gamma\Phi$ в виде вычисления средних для статистик $\chi_u^2 = \sum_{j=1}^m (u_j - n p_j)^2 / n p_j$ в сравнении со средними значениями $\chi_v^2 = \sum_{j=1}^m (\nu_j - n p_j)^2 / n p_j$. Результаты моделирования представлены в виде усредненных по количеству экспериментов (2000 статистических испытаний) критериев χ^2 -квадрат с изменяющимся объемом данных ($n = \overline{50, (50), 1000}$) и изменяющимся количеством интервалов их группирования ($m = \overline{5, 17}$) при простой гипотезе. Исследовались $\Gamma\Phi$ на примерах трех распределений с дисперсиями, равными единице: гауссовская, лапласовская и экспоненциальная ПРВ.

На рис. 1 представлены качественные характеристики работы $\Gamma\Phi$, заданного базовыми уравнениями (3), (5). Линия 1 (рис. 1) соответствует усредненной статистике χ_v^2 -квадрат, линия 2 характеризует верхнюю границу оценки математического ожидания критерия χ_u^2 -квадрат (5), маркер 3 (квадрат) – результат работы $\Gamma\Phi$ по гауссовской ПРВ с нулевым математическим ожиданием, маркер 4 (треугольник) – результат работы $\Gamma\Phi$ по лапласовской ПРВ с нулевым математическим ожиданием, маркер 5 (кружок) – результат работы $\Gamma\Phi$ по экспоненциальной ПРВ с единичным математическим ожиданием.

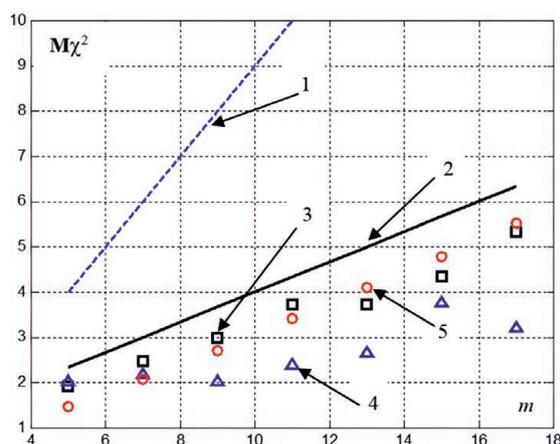


Рис. 1. Результаты работы гистограммных фильтров, заданных уравнениями (3), (5)
Fig. 1. The results of the histogram filters given by equations (3), (5)

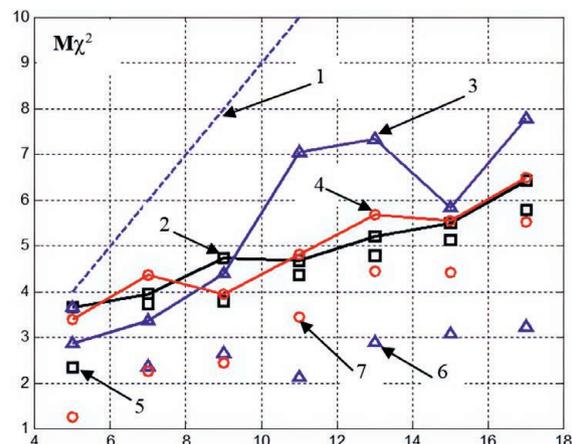


Рис. 2. Результаты работы гистограммных фильтров, заданных уравнениями (9), (10) ($k = 3$)
Fig. 2. The results of the histogram filters given by equations (9), (10) ($k = 3$)

На рис. 2 представлены качественные характеристики работы ГФ, заданного уравнениями (9), (10). В качестве примера был выбран ГФ ($k = 3$), т. е. максимальная ширина окна не превышала трех интервалов. Линия 1 (рис. 2) соответствует усредненной статистике критерия χ^2 -квадрат, кривые 2–4 с маркерами характеризуют верхнюю границу оценки математического ожидания критерия χ^2 -квадрат (10) для разных распределений. Кривая 2 с маркером-квадратом – для гауссовской ПРВ, кривая 3 с маркером-треугольником – для лапласовской ПРВ, кривая 4 с маркером-кружком – для экспоненциальной ПРВ. Маркеры 5–7, заданные теми же символами, соответствуют результату работы ГФ ($k = 3$) для указанных распределений. Во всех приведенных на рис. 1, 2 случаях выполнялось соотношение $M\chi_u^2 < M\chi_v^2$.

Заключение

1. Уравнения гистограммных фильтров (3), (7), (9) структурно одинаковы, различие заключается в ширине окна фильтра и принципе его формирования.

2. Результаты моделирования наглядно подтверждают эффективность и целесообразность применения гистограммных фильтров вместо стандартной гистограммной оценки.

3. Оптимальный гистограммный фильтр (формулы (3), (5)) может быть эффективно применен в задачах идентификации (распознавания) плотностей распределения вероятностей для произвольного объема данных. Эффект применения гистограммного фильтра, согласно критерию χ^2 -квадрат, практически в три раза превосходит обычную гистограммную оценку (рис. 1). Поскольку такой эффект достигается при сопоставимых объемах данных, можно утверждать, что оптимальный гистограммный фильтр для достижения таких же качественных показателей, что и при стандартной гистограммной оценке, будет использовать в три раза меньший объем данных. Это, в свою очередь, уменьшает время идентификации плотностей распределения вероятностей.

4. Модификации оптимального гистограммного фильтра позволяют снизить вычислительные затраты на его реализацию при сохранении эффективности (рис. 2).

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

6. Окончательное принятие решения по распознаванию плотностей распределения вероятностей может осуществляться методами простого или взвешенного голосования. Гистограммный фильтр может быть использован в задачах обработки изображений, локализации мобильных робототехнических устройств и т. д.

Список литературы

1. Вожов, С. С. Параметрическая и непараметрическая идентификации закона распределения по интервальным данным / С. С. Вожов, Е. В. Чимитова // Метрология. 2019. № 1. С. 3–16.
2. Wang, Z. Nonparametric Density Estimation for High-Dimensional Data – Algorithms and Applications / Z. Wang, D. W. Scott // Wiley Interdisciplinary Reviews Computational Statistics. 2019. Vol. 11, No 4. P. 1461–1501.

3. Куликов, В. Б. Анализ методов идентификации законов распределения случайных величин и процессов / В. Б. Куликов // *Cloud of Science*. 2020. Т. 6, № 4. С. 565–589.
4. 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>.
5. Gonzalez, R. *Digital Image Processing* / R. Gonzalez. New York: Pearson, 2018.
6. Бройнль, Т. Встраиваемые роботехнические системы: проектирование и применение мобильных роботов со встроенными системами управления / Т. Бройнль; под ред. В. Е. Павловского. Ижевск: Ин-т компьютер. исслед., 2012. 520 с.
7. 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>.
8. 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. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-13-20>.

References

1. Vozhov S. S., Chimitova E. V. (2019) Parametric and Nonparametric Identification of the Distribution Law by Interval Data. *Metrology*. (1), 3–16 (in Russian).
2. Wang Z., Scott D. W. (2019) Nonparametric Density Estimation for High-Dimensional Data – Algorithms and Applications. *Wiley Interdisciplinary Reviews Computational Statistics*. 11 (4), 1461–1501.
3. Kulikov V. B. (2020) Analysis of Methods for Identifying the Laws of Distribution of Random Variables and Processes. *Cloud of Science*. 6 (4), 565–589 (in Russian).
4. Orlov Yu. N. (2013) Optimal Histogram Partitioning for Estimating the Sample Density of the Distribution Function of an Unsteady Time Series. *Preprints of the Institute of Applied Mathematics name after M. V. Keldysh RAS*. (14), 26. <http://library.keldysh.ru/preprint.asp?id=2013-14> (in Russian).
5. Gonzalez R. (2018) *Digital Image Processing*. New York, Pearson Publ.
6. Brojnl' T. (2012) *Embedded Robotic Systems: Design and Application of Mobile Robots with Embedded Control Systems*. Izhevsk, Institute of Computer Science. 520 (in Russian).
7. Aysiannikau 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).
8. Aysiannikau 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. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2021-19-4-13-20> (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.

Author's contribution

Aysiannikau 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

Aysiannikau A. V., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Information Technologies of the Belarusian State University

Kozel V. M., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate 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
Aysiannikau Andrei Vital'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-20-24>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 538.915:537.312.8

КРОССОВЕР СЛАБАЯ ЛОКАЛИЗАЦИЯ – СЛАБАЯ АНТИЛОКАЛИЗАЦИЯ В ДВУМЕРНЫХ МАТЕРИАЛАХ СО СПИН-ОРБИТАЛЬНЫМ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕМ

В. А. ЗАЙЦЕВ, Д. А. ПОДРЯБИНКИН, В. В. МЕЛЬНИКОВА,
А. Л. ДАНИЛЮК, С. Л. ПРИЩЕПА

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

Поступила в редакцию 22.05.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Изучены закономерности проявления слабой локализации и антилокализации в графене с усиленным спин-орбитальным взаимодействием, а также в топологическом изоляторе со щелью в поверхностных состояниях, индуцируемой магнитными примесями. Установлены параметры, характеризующие проявление слабой локализации, антилокализации и кроссовера между ними. Определены квантовые поправки к проводимости графена в единицах $e^2/h = 38,64$ мкСм для различных соотношений между характерными временами сбоя фазы (расфазировки) и спин-орбитального рассеяния. Установлено, что при относительно большом времени спин-орбитального рассеяния, не менее 10^{-10} с, оно не влияет на поправку к проводимости, и ее значение определяется временем расфазировки и временами междолинного и внутримолинного рассеяния. Влияние спин-орбитального рассеяния заключается в подавлении слабой антилокализации. Оно приводит к перевороту спина электрона проводимости при упругом рассеянии, интерференционная картина слабой локализации усложняется за счет перемешивания спиновых состояний. Знак квантовой поправки зависит от того, какое спиновое состояние дает больший вклад.

Ключевые слова: графен, диалкогогениды переходных металлов, топологические изоляторы, слабая локализация, антилокализация, магнетосопротивление, спин-орбитальное взаимодействие, фаза Берри.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований (грант Ф23МЭ-038).

Для цитирования. Кроссовер слабая локализация – слабая антилокализация в двумерных материалах со спин-орбитальным взаимодействием / В. А. Зайцев [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 20–24. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-20-24>.

WEAK LOCALIZATION – WEAK ANTILOCALIZATION CROSSOVER IN TWO-DIMENSIONAL MATERIALS WITH SPIN-ORBIT INTERACTION

ULADZIMIR A. ZAITSAU, DENIS A. PODRYABINKIN, VIOLETTA V. MELNIKOVA,
ALEXANDER L. DANILYUK, SERGHEJ L. PRISCHEPA

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

Submitted 22.05.2023

Abstract. In this paper, the patterns of manifestation of weak localization and antilocalization in graphene with enhanced spin-orbit interaction, as well as in a topological insulator with a gap in surface states induced by magnetic impurities are studied. The parameters characterizing the manifestation of weak localization, antilocalization

and crossover between them are established. Quantum corrections to the conductivity of graphene are determined in units of $e^2/h = 38.64 \mu\text{S}$ for various ratios between the characteristic dephasing time and spin-orbit scattering time. It has been established that with a relatively long spin-orbit scattering time, not less than 10^{-10} s, it does not affect the correction to conductivity and its value is determined by the dephasing time and the times of intervalley and intravalley scattering. The effect of the spin-orbit scattering is to suppress weak antilocalization. It leads to a spin flip of the conduction electron during elastic scattering, and the interference pattern of weak localization becomes more complicated due to the mixing of spin states. The sign of the quantum correction depends on which spin state contributes the most.

Keywords: graphene, transition metal dichalcogenides, topological insulators, weak localization, antilocalization, magnetoresistance, spin-orbit interaction, Berry phase.

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

Gratitude. The work was supported financially by the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research (grant Ф23МЭ-038).

For citation. Zaitsau U. A., Podryabinkin D. A., Melnikova V. V., Danilyuk A. L., Prischepa S. L. (2023) Weak Localization – Weak Antilocalization Crossover in Two-Dimensional Materials with Spin-Orbit Interaction. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 20–24. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-20-24> (in Russian).

Введение

Двумерные материалы (2D-материалы) в настоящее время активно исследуются для создания новой элементной базы микро- и нанoeлектроники, сенсоров, фотодетекторов и других приборов обработки информации [1]. Решением проблемы дальнейшего увеличения эффективности и быстродействия полевых транзисторов, являющихся базовыми элементами современной твердотельной электроники, может стать применение полупроводниковых 2D-материалов. Такие транзисторы лишены некоторых отрицательных эффектов, проявляющихся в традиционных МДП-транзисторах при уменьшении их размеров. Современный уровень технологий позволяет формировать 2D-материалы на традиционных для микроэлектроники подложках и создавать на них МДП-транзисторные структуры, хотя на этом пути еще предстоит решить ряд проблем.

Наряду с неоспоримыми преимуществами использования 2D-материалов в твердотельной электронике, актуальным остается описание зарядовых эффектов в изготовленных на их основе МДП-транзисторах и выявление в них механизмов переноса носителей заряда, обусловленных квантовыми эффектами, рассеянием и особенностями зонной структуры [2]. В этом случае особое внимание уделяется исследованию магнетосопротивления (МС) и квантовых поправок, характеризующих слабую локализацию (СЛ) и слабую антилокализацию (САЛ), поскольку они важны для управления спинами электронов в двумерных материалах, таких как графен, дихалькогениды переходных металлов, топологические изоляторы и других, что представляет большой интерес как для фундаментальной физики, так и для приложений в спинтронике и спинорбитронике. МС в графене во многом регулируется спин-орбитальным взаимодействием (СОВ), которое является релятивистским эффектом, описывающим взаимодействие спинового магнитного момента электрона с магнитным полем, возникающим вследствие движения электрона в неоднородном электрическом поле. СОВ в идеальном графене – слабый эффект по причине относительно низкой скорости электронов в атомах углерода. Кроме того, первый порядок атомной спин-орбитальной связи исчезает из-за регулярного расположения атомов углерода [3]. Усилить СОВ в графене можно за счет примеси атомов тяжелых элементов (Au, Pt, Pb), магнитных примесей (Fe, Co, Ni), расположения графена на подложках ферромагнетиков, создания локальных градиентов магнитного поля с использованием микромагнитов [4]. В результате усиления СОВ в графене возникает возможность генерации и управления спиновым током.

Топологические изоляторы характеризуются защищенными поверхностными и краевыми состояниями, которые формируются в диэлектрических материалах с инвертированной зонной структурой, обусловленной сильным СОВ. Поверхностные состояния трехмерных топологических изоляторов имеют спиральную спиновую структуру Дирака и устойчивы к возмущениям, инвариантны к обращению времени. Это экстраординарное свойство ярко иллюстрируется отсутствием обратного рассеяния на немагнитных примесях и САЛ фермионов Дирака [5]. Нарушение симметрии обращения времени легированием магнитными примесями создает топологи-

ческие магнитоэлектрические эффекты, которые объясняются единой картиной эволюции фазы Берри с энергетической щелью, индуцируемой магнитными примесями [6].

В статье рассмотрено моделирование процессов слабой локализации и антилокализации в таких двумерных материалах, как графен и топологический изолятор.

Модель слабой локализации

Количественно соотношение СЛ/САЛ в графене вызвано взаимодействием различных механизмов рассеяния, в которые обычно включают время рассеяния с нарушением фазы τ_φ (расфазировка), время междолинного рассеяния τ_i и время рассеяния с нарушением внутривалинной симметрии τ_* . При наличии СОВ учитывается время спин-орбитального рассеяния τ_{SO} . Квантовая поправка с учетом СОВ для проводимости графена записывается в виде [7]

$$\Delta\sigma(B) = \frac{-e^2}{2\pi h} \left[-F\left(\frac{B}{B_\varphi + B_i}\right) - 2F\left(\frac{B}{B_\varphi + B_{SO}}\right) + 4F\left(\frac{B}{B_\varphi + B_* + B_{SO}}\right) + 2F\left(\frac{B}{B_\varphi + 2B_i + B_{SO}}\right) + F\left(\frac{B}{B_\varphi + 2B_*}\right) \right], \quad (1)$$

где e – элементарный заряд; h – постоянная Планка; $F(z) = \ln(z) + \psi(1/2 + 1/z)$; ψ – дигамма-функция; B – индукция внешнего магнитного поля; $B_x = h/8\pi eD\tau_x$, $x = \varphi, *, i, SO$; D – коэффициент диффузии.

В топологических изоляторах слабая локализация и антилокализация описываются формулой Лу-Ши-Чена (Lu-Shi-Shen) [8]

$$\Delta\sigma(B) = \sum_{i=0,1} \frac{\alpha_i e^2}{\pi h} \left[\psi\left(\frac{l_B^2}{l_{\varphi i}^2} + \frac{1}{2}\right) - \ln\left(\frac{l_B^2}{l_{\varphi i}^2}\right) \right], \quad (2)$$

где $l_B = [\hbar/(4eB)]^{1/2}$ – магнитная длина; $1/l_{\varphi i}^2 = 1/l_\varphi^2 + 1/l_i^2$; l_φ – длина фазовой когерентности; α_i, l_i – коэффициент и корректирующая длина соответственно ($i = 0, 1$), которые являются явными функциями соотношения $\Delta/2E_F$; Δ – щель в поверхностных состояниях, индуцируемая магнитными примесями; E_F – энергия Ферми, отсчитываемая от точки Дирака.

В пределе САЛ $\alpha_0 = 0$, $\alpha_1 = -0,5$, а в пределе СЛ $\alpha_0 = 0,5$, $\alpha_1 = 0$. Значения параметров l_i и α_i связаны следующими соотношениями [8]:

$$\begin{aligned} l_0^2 &= l_e^2 a^4 (a^4 + b^4 - a^2 b^2) \left[b^4 (a^2 - b^2)^2 \right]^{-1}; \\ l_1^2 &= l_e^2 (a^4 + b^4)^2 \left[a^2 b^2 (a^2 - b^2)^2 \right]^{-1}; \\ \alpha_1 &= -a^4 b^4 \left[(a^4 + b^4) (a^4 + b^4 - a^2 b^2) \right]^{-1}; \\ \alpha_0 &= (a^4 + b^4) (a^2 - b^2)^2 \left[2(a^4 + b^4 - a^2 b^2)^2 \right]^{-1}, \end{aligned} \quad (3)$$

где l_e – длина свободного пробега; $a = \cos(\theta/2)$; $b = \sin(\theta/2)$; $\cos(\theta) = \Delta/2E_F$.

Система уравнений (3) приводит к тому, что квантовая поправка (2) определяется только соотношением $\Delta/2E_F$ и очень слабо зависит от длин l_e и l_φ .

Результаты расчетов

Квантовые поправки к проводимости графена в единицах $e^2/h = 38,64$ мкСм получены с использованием выражения (1) для различных соотношений между характерными временами. Установлено, что при относительно большом времени спин-орбитального рассеяния τ_{SO} , не менее 10^{-10} с, оно не влияет на поправку к проводимости, и ее значение определяется временем расфазировки и временем междолинного и внутривалинного рассеяний. При этом, если $\tau_\varphi \ll \tau_i$, $\tau_\varphi \ll \tau_*$, наблюдается характерное подавление СЛ в магнитном поле и отрицательное МС, т. е. проявляется САЛ. При $\tau_\varphi = 10^{-12}$ с и отсутствии междолинного рассеяния (большое τ_i) время τ_* не оказы-

вадет существенного влияния вплоть до 10^{-12} с. При $\tau_* = 10^{-13}$ с возникает кроссовер от СЛ к САЛ при $B \approx 0,1$ Тл. Другое поведение поправки наблюдается при уменьшении τ_i , если $\tau_* > \tau_\phi$. В этом случае происходит только снижение САЛ, но СЛ не возникает.

Влияние времени спин-орбитального рассеяния τ_{SO} заключается в подавлении САЛ (рис. 1). Оно приводит к перевороту спина электрона проводимости при упругом рассеянии, и интерференционная картина СЛ усложняется за счет перемешивания спиновых состояний. Знак квантовой поправки зависит от того, какое спиновое состояние дает больший вклад. Зависимость проводимости от магнитного поля существенно различна для синглетного и триплетного спиновых состояний. В слабом магнитном поле основную роль играет синглетный вклад, что дает СЛ. По мере роста напряженности магнитного поля и насыщения полевой зависимости синглетного вклада возрастает роль триплетного вклада, что приводит к появлению сначала экстремума в МС, а затем САЛ.

Расчеты квантовых поправок для топологического изолятора проводили с помощью (2) и (3) при значениях $l_e = 90$ нм, $l_\phi = 100$ нм в зависимости от соотношения $k = \Delta/2E_F$ (рис. 2), определяемого величиной щели в поверхностных состояниях, инициируемой магнитными примесями, по отношению к энергии Ферми.

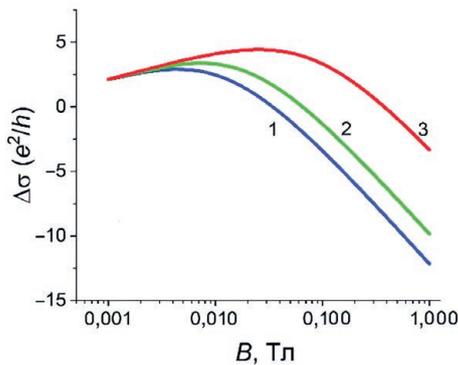


Рис. 1. Квантовые поправки к проводимости графена при $\tau_\phi = 10^{-12}$ с, $\tau_i = 10^{-9}$ с, $\tau_* = 10^{-12}$ с для τ_{SO} , с: 1 – 10^{-11} ; 2 – 10^{-12} ; 3 – 10^{-13}

Fig. 1. Quantum corrections to the conductivity of graphene at $\tau_\phi = 10^{-12}$ s, $\tau_i = 10^{-9}$ s, $\tau_* = 10^{-12}$ s for τ_{SO} , s: 1 – 10^{-11} ; 2 – 10^{-12} ; 3 – 10^{-13}

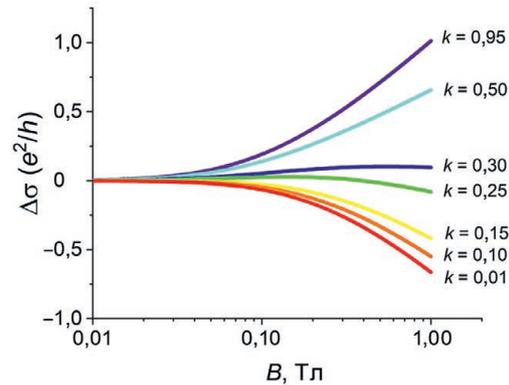


Рис. 2. Квантовые поправки к проводимости топологического изолятора при $l_e = 90$ нм, $l_\phi = 100$ нм и отношении $k = 0,01-0,95$

Fig. 2. Quantum corrections to topological insulator conductivity at $l_e = 90$ nm, $l_\phi = 100$ nm and ratio $k = 0,01-0,95$

Как можно видеть из рис. 2, при $k \rightarrow 0$, т. е. в отсутствие щели, наблюдается САЛ. Появление щели в поверхностных состояниях топологического изолятора ведет к подавлению САЛ. При $k = \Delta/2E_F = 0,95$ превалирует СЛ, а при промежуточных величинах $k = \Delta/2E_F = 0,22-0,27$ наблюдается кроссовер СЛ/САЛ с ростом индукции магнитного поля.

Заключение

1. Изучены закономерности проявления слабой локализации и антилокализации в графене с усиленным спин-орбитальным взаимодействием, а также в топологическом изоляторе со щелью в поверхностных состояниях, индуцируемой магнитными примесями. Установлены параметры, характеризующие проявление слабой локализации, антилокализации и кроссовера между ними.

2. Полученные результаты могут быть использованы для проектирования элементной базы энергоэффективных приборов обработки информации на основе полевых транзисторов с каналами из двумерных материалов.

Список литературы / References

1. Mingsheng X., Tao L., Minmin S., Hongzheng C. (2013) Graphene-Like Two-Dimensional Materials. *Chemical Reviews*. 113 (5), 3766–3798.
2. Makovskaya T. I., Danilyuk A. L., Krivosheeva A. V., Shaposhnikov V. L., Borisenko V. E. (2020) Charge Properties of the MOS Transistor Structure with the Channel Made from a Two-Dimensional Crystal. *Russian Microelectronics*. 49 (7), 507–515.

3. Wakamura T., Guéron S., Bouchiat H. (2021) Novel Transport Phenomena in Graphene Induced by Strong Spin-Orbit Interaction. *Comptes Rendus Physique*. 22 (S4), 145–162.
4. Wakamura T. et al. (2019) Spin-Orbit Interaction Induced in Graphene by Transition Metal Dichalcogenides. *Physical Review Letters*. 99 (24), 245402.
5. Zhang T. et al. (2009) Experimental Demonstration of Topological Surface States Protected by Time-Reversal Symmetry. *Physical Review Letters*. 103, 266803.
6. Liu Q. et al. (2009) Magnetic Impurities on the Surface of a Topological Insulator. *Physical Review Letters*. 102 (15), 156603.
7. McCann E., Fal'ko V. I. (2012) $z \rightarrow -z$ Symmetry of Spin-Orbit Coupling and Weak Localization in Graphene. *Physical Review Letters*. 108, 166606.
8. Lu H. Z., Shi J. R., Shen S. Q. (2011) Competition between Weak Localization and Antilocalization in Topological Surface States. *Physical Review Letters*. 107 (7), 076801.

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Зайцев В. А., аспирант кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Подрябинкин Д. А., к. ф.-м. н., с. н. с. Центра нанoeлектроники и новых материалов научно-исследовательской части Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

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

Данилюк А. Л., к. ф.-м. н., доцент, доцент кафедры микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Прищепа С. Л., д. ф.-м. н., профессор, профессор кафедры защиты информации 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 17 293-22-24
E-mail: t-rex-1995@mail.ru
Зайцев Владимир Александрович

Information about the authors

Zaitsau U. A., Postgraduate at the Department of Micro- and Nanoelectronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Podryabinkin D. A., Cand. of Sci., Senior Researcher at the Center for Nanoelectronics and New Materials of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Melnikova V. V., Master's Student at the Department of Micro- and Nanoelectronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Danilyuk A. L., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Micro- and Nanoelectronics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Prischepa S. L., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, Professor at the Department of Information Security of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-22-24
E-mail: t-rex-1995@mail.ru
Zaitsau Uladzimir Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-25-32>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.371:550.837.6

ЗАКОНОМЕРНОСТИ ИЗМЕНЕНИЯ ПОВЕРХНОСТНОГО ИМПЕДАНСА СРЕДЫ НАД УГЛЕВОДОРОДНЫМИ ЗАЛЕЖАМИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ РАДИОИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

В. Ф. ЯНУШКЕВИЧ¹, О. А. КИЗИНА¹, В. А. БОГУШ²

¹Полоцкий государственный университет имени Евфросинии Полоцкой
(г. Новополоцк, Республика Беларусь)

²Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 07.07.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Исследовано взаимодействие радиоимпульсных сигналов в анизотропной среде над залежами углеводородов. При проведении экспериментов выполняли компьютерное моделирование характеристик анизотропных сред. Получены зависимости вещественных, мнимых и фазовых компонент характеристик поверхностного импеданса анизотропной среды над углеводородами от ее диэлектрической проницаемости, частоты взаимодействующих с ней радиоимпульсных сигналов и количества гармоник спектра последних. На основе результатов исследований даны рекомендации по повышению точности определения границ залежей углеводородов с применением методов электроразведки, основанных на использовании радиоимпульсных сигналов. Результаты исследований могут быть применены в поисковой геофизике для обнаружения залежей нефти и газа.

Ключевые слова: углеводородная залежь, породы-коллекторы, подземный резервуар, геологоразведочные работы, электроразведка, вертикальное зондирование, сейсмические ограничения, электронный плазменный резонанс.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Янушкевич, В. Ф. Закономерности изменения поверхностного импеданса среды над углеводородными залежами при воздействии радиоимпульсных сигналов / В. Ф. Янушкевич, О. А. Кизина, В. А. Богуш // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 25–32. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-25-32>.

REGULARITIES OF CHANGES IN THE SURFACE IMPEDANCE OF THE MEDIUM OVER HYDROCARBON DEPOSITS UNDER THE INFLUENCE OF RADIO PULSED SIGNALS

VIKTOR F. YANUSHKEVICH¹, OKSANA A. KIZINA¹, VADIM A. BOGUSH²

¹Euphrosyne Polotskaya State University of Polotsk (Novopolotsk, Republic of Belarus)

²Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 07.07.2023

Abstract. The interaction of radio pulse signals in an anisotropic medium over hydrocarbon deposits has been studied. During the experiments, computer simulation of the characteristics of anisotropic media was performed. The dependences of the real, imaginary, and phase components of the characteristics of the surface impedance of an anisotropic medium over hydrocarbons on its dielectric constant, the frequency of radio pulse signals interacting with it, and the number of spectrum harmonics of the latter are obtained. Based on the research results,

recommendations are given to improve the accuracy of determining the boundaries of hydrocarbon deposits using electrical exploration methods based on the use of radio pulse signals. The research results can be applied in prospecting geophysics for the discovery of oil and gas deposits.

Keywords: hydrocarbon deposit, reservoir rocks, underground reservoir, geological exploration, electrical exploration, vertical sounding, seismic restrictions, electron plasma resonance.

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

For citation. Yanushkevich V. F., Kizina O. A., Bogush V. A. (2023) Regularities of Changes in the Surface Impedance of the Medium Over Hydrocarbon Deposits Under the Influence of Radio Pulsed Signals. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 25–32. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-25-32> (in Russian).

Введение

Актуальность рассматриваемых в статье задач заключается в необходимости повышения производительности геологоразведочных работ (в том числе в условиях сложной геологической обстановки), точности определения границ углеводородных залежей (УВЗ) нефти и газа, чувствительности и информативности методов поиска и выделения таких УВЗ [1–3]. Повышение производительности геологоразведочных работ основано на модернизации существующих электромагнитных методов (ЭММ) георазведки УВЗ [4–8]. По результатам проведения геологоразведочных работ установлено, что УВЗ по своим физическим свойствам отличаются от пород-коллекторов, в которых они располагаются [9]. Наблюдаются различия в изменении компонент тензоров диэлектрической проницаемости и поверхностного импеданса среды над УВЗ и над породами-коллекторами при зондировании в широком диапазоне амплитуд и частот.

Данные исследований образцов пород над УВЗ свидетельствуют о повышенном содержании в них щелочных и щелочноземельных металлов, а также изотопных элементов [10]. Дифференциация исследуемых сред при освоении площадей с наличием УВЗ может осуществляться на основе исследования подземных резервуаров [11]. Реализация вертикального зондирования при поиске УВЗ на основе ЭММ связана с построением соответствующих электродинамических моделей сред, образующихся над УВЗ (в частности, зависимостей параметров диэлектрической проницаемости среды над УВЗ от характеристик воздействующих на нее электромагнитных волн) [12, 13]. Идентификация УВЗ выполняется путем анализа этих моделей [13].

С использованием ЭММ можно выявить различия не только между сопротивлением сред над УВЗ и сопротивлением сред не над УВЗ, но и между такими характеристиками электромагнитных волн, как амплитуды их спектральных составляющих, фаза, поляризация и т. п. [14]. Поисковая геофизика на современном этапе развития может использовать результаты исследований на базе совместного применения морских магнитотеллурических и гравиметрических данных измерений с учетом сейсмических ограничений [15].

Методология исследований

Исследование влияния параметров радиоимпульсных сигналов на характеристики анизотропных сред над УВЗ проводили с помощью математического и компьютерного моделирования. Первоначально на основании данных литературных источников выводили аналитические соотношения. Далее полученные соотношения вводили в пакет математического моделирования MathCAD версии 14. Результаты исследований оформляли в виде соответствующих графиков.

Рассматривали процесс взаимодействия электромагнитных волн с УВЗ в режиме радиоимпульсных сигналов с частотой $\omega = 2\pi F_2$, частотой несущего сигнала ω_p , длительностью импульса τ . Моделирование проводили для таких параметров среды над УВЗ [6], как: диэлектрическая проницаемость вмещающих пород $\epsilon_r = 1-30$, электрическая проводимость $\sigma_r = (1 \cdot 10^{-5}-1)$ См/м, концентрация частиц $N_e = N_i = (10^{16}-10^{18})$ м⁻³, частота столкновения частиц $\nu = (0,6\pi \cdot 10^9-3\pi \cdot 10^9)$ рад/с. Компоненты тензора диэлектрической проницаемости при этом имели такой же вид, который был показан в [7].

Методика исследований заключалась в определении компонентов поверхностного импеданса среды над УВЗ по формулам:

$$\dot{Z}_{11} = \dot{Z}_{22} = -\frac{1}{2j\sqrt{\epsilon_R\epsilon_L}}(\sqrt{\epsilon_R} - \sqrt{\epsilon_L}); \quad (1)$$

$$\dot{Z}_{12} = \dot{Z}_{21} = \frac{1}{2\sqrt{\dot{\epsilon}_R \dot{\epsilon}_L}} (\sqrt{\dot{\epsilon}_R} + \sqrt{\dot{\epsilon}_L}), \quad (2)$$

где $\dot{\epsilon}_R, \dot{\epsilon}_L$ – компоненты комбинационных составляющих тензоров диэлектрической проницаемости среды над УВЗ.

Результаты исследований и их обсуждение

В процессе исследований проводили моделирование зависимостей компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсных сигналов для абсолютной и мнимой составляющих поверхностного импеданса (рис. 1). При построении зависимостей использовали следующие данные: количество гармоник радиоимпульсных сигналов $n = 5$ и электрическую проводимость $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м для различных значений диэлектрической проницаемости ϵ_r :

- для кривых $|\dot{Z}_{11}(F_2)|$, $\text{Im}(\dot{Z}_{11}(F_2)) - \epsilon_r = 10$;
- для кривых $|\dot{Z}_{12}(F_2)|$, $\text{Im}(\dot{Z}_{12}(F_2)) - \epsilon_r = 15$;
- для кривых $|\dot{Z}_{13}(F_2)|$, $\text{Im}(\dot{Z}_{13}(F_2)) - \epsilon_r = 20$.

Согласно рис. 1, на частотах радиоимпульсных сигналов $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^8$ Гц происходит увеличение абсолютной компоненты поверхностного импеданса. Данный факт хорошо коррелируется со значениями частоты электронного плазменного резонанса [6]. С уменьшением диэлектрической проницаемости наполнителя вмещающих пород значение данной компоненты поверхностного импеданса уменьшается. Значения составляющих тензора анизотропной среды над УВЗ зависят от физико-химических процессов в самой УВЗ и условий залегания (давления и температуры), влияющих на электрические свойства вмещающих пород и сред над УВЗ, поэтому значение поверхностного импеданса для точки резонанса может изменяться.

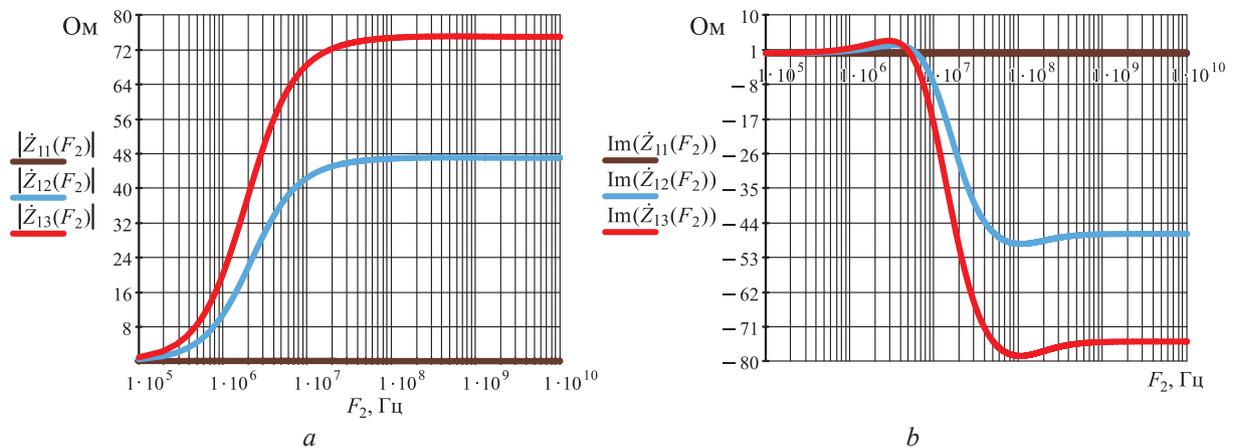


Рис. 1. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса: a – абсолютной $|\dot{Z}_{11}|$; b – мнимой $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$

Fig. 1. Dependences of the components of the surface impedance on the frequency of the radio pulse signals for component of the surface impedance: a – absolute $|\dot{Z}_{11}|$; b – imaginary $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$

Мнимые составляющие компоненты поверхностного импеданса практически постоянны в диапазоне частот $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^7$ Гц (100 кГц–10 МГц). На отрезке $1 \cdot 10^7 - 5 \cdot 10^7$ Гц (10–50 МГц) происходит их уменьшение, и на оставшемся диапазоне частот мнимые составляющие компоненты поверхностного импеданса постоянны. Причем на частотах порядка $2 \cdot 10^8$ Гц (200 МГц) происходит незначительное увеличение обеих компонент поверхностного импеданса. С ростом диэлектрической проницаемости частота перехода кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$ через ось частот (переход через нуль) смещается влево (рис. 1, b).

На рис. 2 приведены графики моделирования зависимостей компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсного сигнала для фазовой и вещественной составляющих поверхностного импеданса. При построении зависимостей использовали следующие данные: количество гармоник радиоимпульсных сигналов $n = 5$ и электрическую проводимость $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м для различных значений диэлектрической проницаемости ϵ_r :

- для кривых $\arg(\dot{Z}_{11}(F_2))$, $\text{Re}(\dot{Z}_{21}(F_2)) - \epsilon_r = 10$;

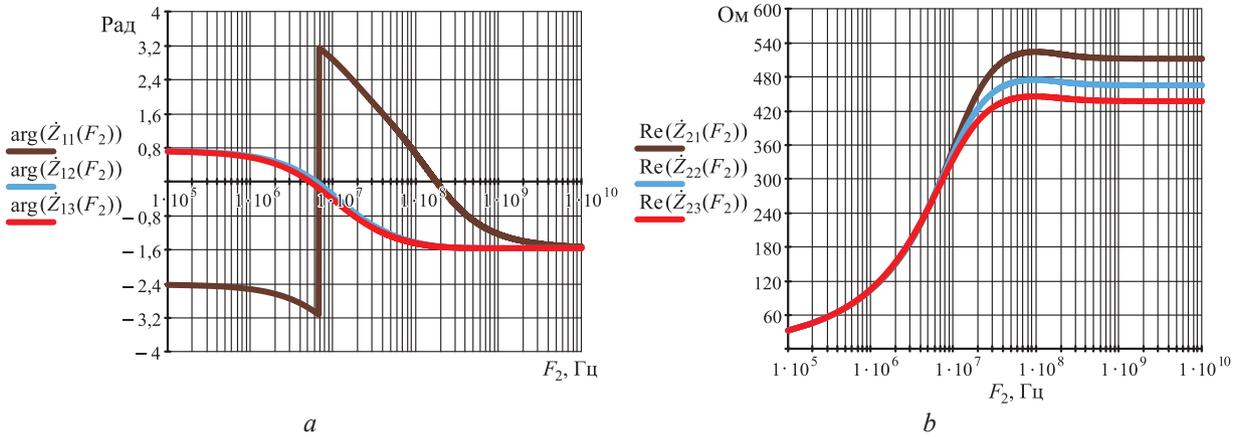


Рис. 2. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса: *a* – фазовой $\arg(\dot{Z}_{11})$; *b* – вещественной $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$
Fig. 2. Dependences of the components of the surface impedance on the frequency of the radio pulse signals for component of the surface impedance: *a* – phase $\arg(\dot{Z}_{11})$; *b* – real $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$

- для кривых $\arg(\dot{Z}_{12}(F_2)), \text{Re}(\dot{Z}_{22}(F_2)) - \epsilon_r = 15$;
- для кривых $\arg(\dot{Z}_{13}(F_2)), \text{Re}(\dot{Z}_{23}(F_2)) - \epsilon_r = 20$.

Фазовые характеристики компоненты поверхностного импеданса $\arg(\dot{Z}_{11})$ практически постоянны в диапазоне частот $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^7$ Гц (100 кГц–10 МГц). На отрезке $5 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^7$ Гц (5–10 МГц) происходит скачкообразное увеличение фазы и на оставшемся диапазоне частот фаза постепенно уменьшается вплоть до отрицательных значений в диапазоне частот свыше 10^9 Гц. С ростом диэлектрической проницаемости частота перехода фазовой компоненты (рис. 2, *a*) через ось частот (переход через нуль) смещается влево. На частотах $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^8$ Гц происходит увеличение вещественной составляющей поверхностного импеданса $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$. Данный факт хорошо коррелирует со значениями частоты электронного плазменного резонанса [6]. С уменьшением диэлектрической проницаемости наполнителя вмещающих пород значение $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$ увеличивается.

Исследование зависимостей компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсных сигналов для мнимой и фазовой составляющих поверхностного импеданса представлено на рис. 3. При построении зависимостей использовали следующие данные: количество гармоник радиоимпульсных сигналов $n = 5$ и электрическую проводимость $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м для различных значений диэлектрической проницаемости ϵ_r :

- для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{21}(F_2)), \arg(\dot{Z}_{21}(F_2)) - \epsilon_r = 10$;

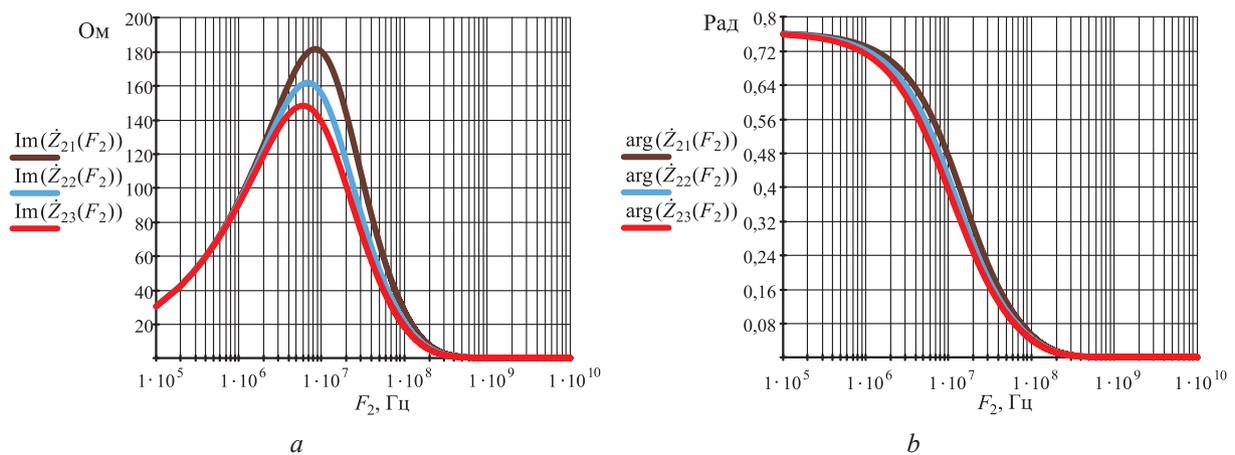


Рис. 3. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от частоты радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса: *a* – мнимой $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$; *b* – фазовой $\arg(\dot{Z}_{21})$
Fig. 3. Dependences of the components of the surface impedance on the frequency of the radio pulse signals for component of the surface impedance: *a* – imaginary $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$; *b* – phase $\arg(\dot{Z}_{21})$

- для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{22}(F_2)), \arg(\dot{Z}_{22}(F_2)) - \epsilon_r=15$;
- для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{23}(F_2)), \arg(\dot{Z}_{23}(F_2)) - \epsilon_r=20$.

Как видно из рис. 3, а, существуют частоты резонансов мнимой компоненты $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$. Они находятся на отрезке $5 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^7$ Гц (5–10 МГц) и с ростом диэлектрической проницаемости вмещающих пород над УВЗ смещаются влево по оси частот. Фазовая характеристика $\arg(\dot{Z}_{21})$ (рис. 3, б) составляющей поверхностного импеданса скачкообразно уменьшается в диапазоне $1 \cdot 10^6 - 1 \cdot 10^8$ Гц (1–100 МГц) и с ростом диэлектрической проницаемости вмещающих пород над УВЗ смещается влево по оси частот. В диапазоне частот $1 \cdot 10^5 - 1 \cdot 10^6$ Гц (100 кГц–1 МГц) фаза стабильна. После $1 \cdot 10^8$ Гц (100 МГц) $\arg(\dot{Z}_{21})$ постепенно уменьшается до нуля. Частота резонанса $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$ (рис. 3, а) может смещаться в область более $1 \cdot 10^7$ Гц (10 МГц), так как значения составляющих тензора анизотропной среды над УВЗ зависят от концентрации частиц, которая, в свою очередь, определяется физико-химическими процессами в самой УВЗ и условиями залегания (давление, температура), влияющими на электрические свойства вмещающих пород и сред над УВЗ.

Моделирование зависимостей компонентов поверхностного импеданса от количества гармоник радиоимпульсных сигналов для вещественной и мнимой составляющих поверхностного импеданса представлено на рис. 4, а для фазовой и вещественной – на рис. 5.

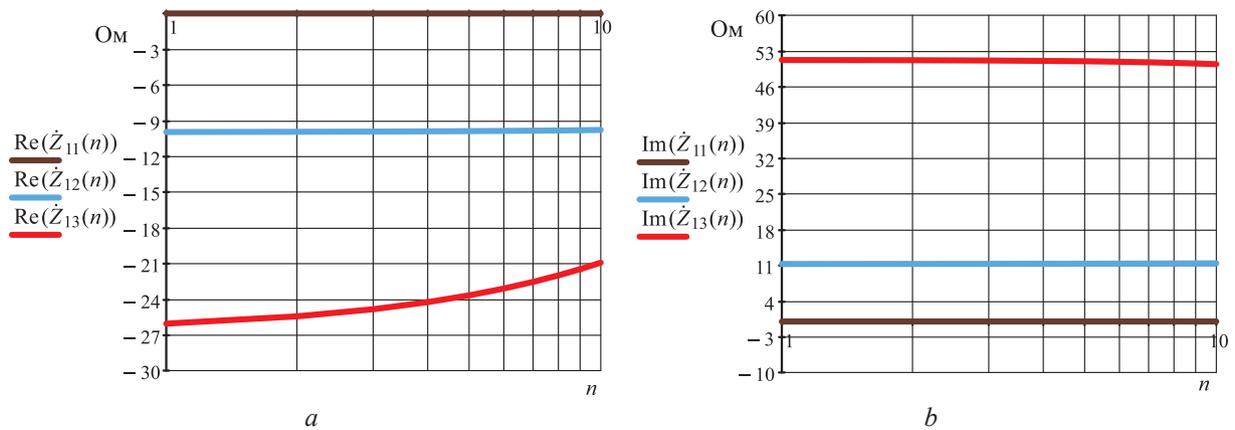


Рис. 4. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от количества гармоник радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса:

а – вещественной $\text{Re}(\dot{Z}_{11})$; б – мнимой $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$

Fig. 4. Dependences of the surface impedance components on the number of radio pulse signals harmonics for component of the surface impedance: а – real $\text{Re}(\dot{Z}_{11})$; б – imaginary $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$

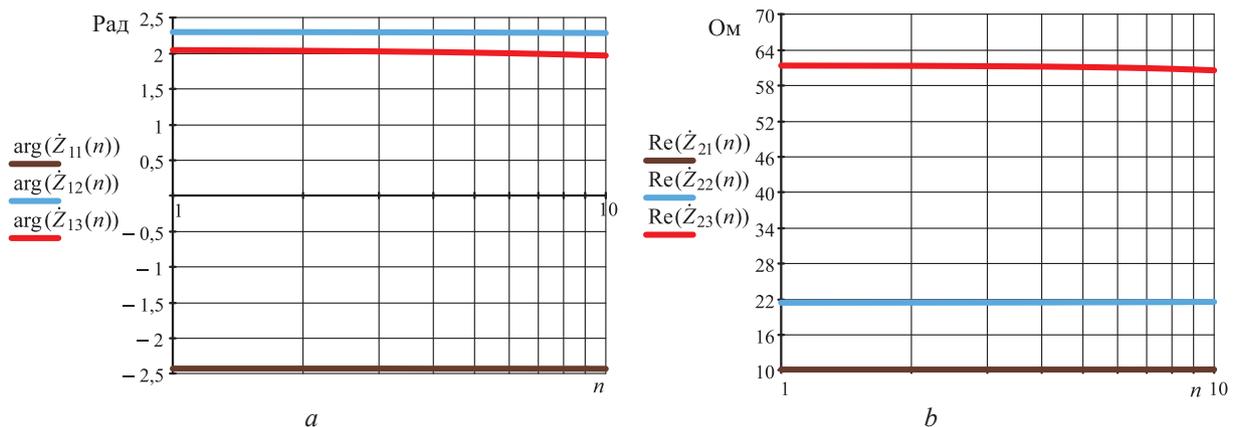


Рис. 5. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от количества гармоник радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса:

а – фазовой $\arg(\dot{Z}_{11})$; б – вещественной $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$

Fig. 5. Dependences of the surface impedance components on the number of radio pulse signals harmonics for component of the surface impedance: а – phase $\arg(\dot{Z}_{11})$; б – real $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$

При построении зависимостей на рис. 4 использовали следующие данные: частоту радиоимпульсных сигналов $F_2 = 10^5$ Гц, электрическую проводимость $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 10$ для кривых $\text{Re}(\dot{Z}_{11}(n))$, $\text{Im}(\dot{Z}_{11}(n))$; $F_2 = 10^6$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 15$ для кривых $\text{Re}(\dot{Z}_{12}(n))$, $\text{Im}(\dot{Z}_{12}(n))$; $F_2 = 10^7$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 20$ для кривых $\text{Re}(\dot{Z}_{13}(n))$, $\text{Im}(\dot{Z}_{13}(n))$. При построении зависимостей на рис. 5 использовали следующие данные: $F_2 = 10^5$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 10$ для кривых $\text{arg}(\dot{Z}_{11}(n))$, $\text{Re}(\dot{Z}_{21}(n))$; $F_2 = 10^6$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 15$ для кривых $\text{arg}(\dot{Z}_{12}(n))$, $\text{Re}(\dot{Z}_{22}(n))$; $F_2 = 10^7$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 20$ для кривых $\text{arg}(\dot{Z}_{13}(n))$, $\text{Re}(\dot{Z}_{23}(n))$.

Следует отметить, что зависимости на рис. 4, 5 для указанных компонент практически неизменны. Влияние количества гармоник радиоимпульсных сигналов проявляется особенно на частоте $F_2 = 10^7$ Гц и с ростом диэлектрической проницаемости и только для вещественной составляющей поверхностного импеданса $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$. Установлено, что вещественные составляющие $\text{Re}(\dot{Z}_{21})$ практически неизменны при вариации диэлектрической проницаемости и частоты радиоимпульсных сигналов, причем с увеличением частоты радиоимпульсных сигналов наблюдается увеличение данной компоненты.

На рис. 6 представлены зависимости компонентов поверхностного импеданса \dot{Z}_{21} от количества гармоник радиоимпульсных сигналов для мнимой и фазовой составляющих поверхностного импеданса. При построении зависимостей использовали следующие данные: $F_2 = 10^5$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 10$ для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{21}(n))$, $\text{arg}(\dot{Z}_{21}(n))$; $F_2 = 10^6$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 15$ для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{22}(n))$, $\text{arg}(\dot{Z}_{22}(n))$; $F_2 = 10^7$ Гц, $\sigma_r = 10^{-3}$ См/м, $\varepsilon_r = 20$ для кривых $\text{Im}(\dot{Z}_{23}(n))$, $\text{arg}(\dot{Z}_{23}(n))$.

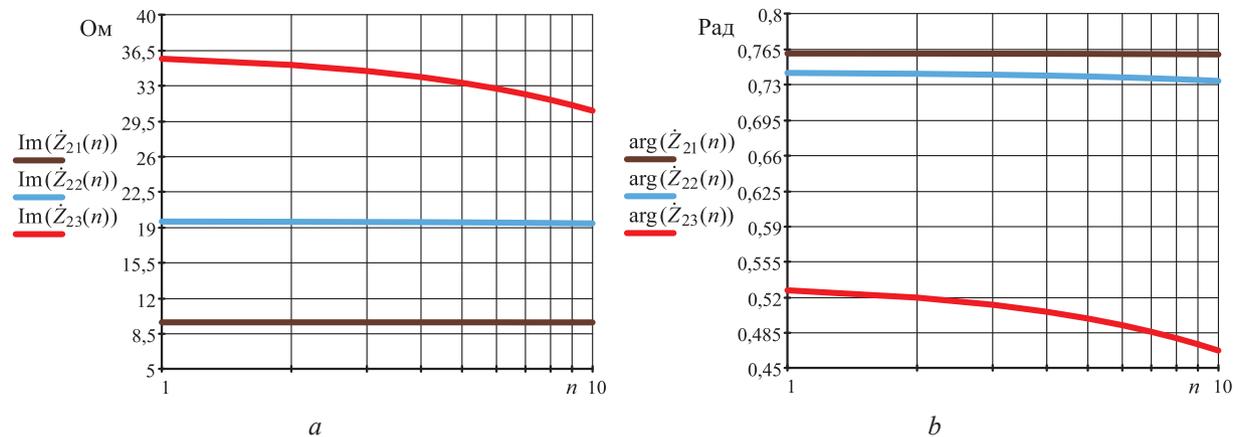


Рис. 6. Зависимость компонентов поверхностного импеданса от количества гармоник радиоимпульсных сигналов для составляющей поверхностного импеданса: a – мнимой $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$; b – фазовой $\text{arg}(\dot{Z}_{21})$

Fig. 6. Dependences of the surface impedance components on the number of radio pulse signals harmonics for component of the surface impedance: a – imaginary $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$; b – phase $\text{arg}(\dot{Z}_{21})$

Следует отметить, что мнимые составляющие поверхностного импеданса $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$ (рис. 6, a) практически неизменны. Влияние количества гармоник радиоимпульсных сигналов проявляется особенно на частоте $F_2 = 10^7$ Гц и с ростом диэлектрической проницаемости. Фазовые составляющие поверхностного импеданса $\text{arg}(\dot{Z}_{21})$ практически неизменны при вариации диэлектрической проницаемости и частоты радиоимпульсных сигналов, за исключением частоты $F_2 = 10^7$ Гц и значения диэлектрической проницаемости $\varepsilon_r = 20$. Установлено, что информативность электромагнитных методов поиска УВЗ может быть повышена за счет получения дополнительных данных по исследуемому геологическому профилю местности в зависимости от расстояния между приемником и передатчиком.

Заключение

1. Проведенный анализ параметров процесса взаимодействия радиоимпульсных сигналов со средой над углеводородными залежами показал, что:

– существуют частоты резонансов мнимой составляющей поверхностного импеданса $\text{Im}(\dot{Z}_{21})$, находящиеся на отрезке 5–10 МГц и смещающиеся влево по оси частот с ростом диэлектрической проницаемости вмещающих пород над углеводородными залежами;

– фазовая характеристика составляющей поверхностного импеданса $\arg(\dot{Z}_{21})$ скачкообразно уменьшается в диапазоне 1–100 МГц;

– на частотах $1 \cdot 10^5$ – $1 \cdot 10^8$ Гц происходит увеличение абсолютной составляющей поверхностного импеданса $|\dot{Z}_{11}|$, а на отрезке 10–50 МГц – уменьшение мнимой $\text{Im}(\dot{Z}_{11})$;

– для выделения границ и идентификации углеводородных залежей можно рекомендовать частоту радиоимпульсных сигналов $F_2 = 10^7$ Гц, на которой проявляется влияние количества гармоник радиоимпульсных сигналов.

2. Полученные результаты исследований могут быть применены в поисковой геофизике для обнаружения углеводородных залежей нефти и газа.

Список литературы

1. Subsalt Imaging in Northern Germany Using Multi-Physics (Magnetotellurics, Gravity, and Seismic) / С. Н. Henke [et al.] // *Interpretatio*. 2020. Vol. 8, No 4. P. 15–24. DOI: 10.1190/int-2020-0026.1.
2. Geldmacher, I. A Fit-for-Purpose Electromagnetic System for Reservoir Monitoring and Geothermal Exploration / I. Geldmacher, K. Strack // *GRC Transactions*. 2017. Vol. 41. P. 1649–1658. DOI: 10.3997/2214-4609.201702593.
3. Time Lapse CSEM Reservoir Monitoring of the Norne Field with Vertical Dipoles / T. Holten [et al.] // *SEG Technical Program Expanded Abstracts*. 2016. Vol. 35. P. 971–975. DOI: 10.1190/segam2016-13858739.1.
4. Anderson, C. An Integrated Approach to Marine Electromagnetic Surveying Using a Towed Streamer and Source / C. Anderson, J. Mattsson // *First Break*. 2010. Vol. 28, Iss. 5. P. 71–75.
5. Moskvichew, V. N. Interaction of Electromagnetic Waves (EMW) with Anisotropic Inclusion in Communication Line / V. N. Moskvichew // 9th Microw. Conf. NICON–91, Rydzyna, May 20–22. 1991. Vol. 1. P. 240–244.
6. Гололобов, Д. В. Взаимодействие электромагнитных волн и углеводородных залежей / Д. В. Гололобов. Минск: Бестпринт, 2009.
7. Янушкевич, В. Ф. Электромагнитные методы поиска и идентификации углеводородных залежей / В. Ф. Янушкевич. Новополоцк: Полоцк. госуд. ун-т им. Ефросинии Полоцкой, 2017.
8. Способ электромагнитной разведки коллекторов углеводородов: пат. DE 2395563 / L. M. Maegregor, M. C Sinha, R. Weaner. Оpubл. 01.12.2004.
9. Effect of a Powerful Low-Frequency Signal on an Anisotropic Medium Over Hydrocarbon / V. F. Yanushkevich [et al.] // *Journal of Physics: Conference Series*. 2021. Vol. 1889. Mode of access: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1889/2/022059/pdf>. Date of access: 18.05.2021.
10. Гололобов, Д. В. Ослабление поверхностной волны анизотропной средой / Д. В. Гололобов, В. Н. Москвичёв // *Радиотехника и электроника*. 1990. Вып. 19. С. 191–195.
11. Способ для определения характера подземных резервуаров и способ поиска углеводородсодержащих подземных ресурсов: пат. RU 2277251 / С. Эллингсруд, Т. Эйдесмо, Х. М. Педерсен, Т. Скёуг-Петерсен. Оpubл. 27.05.2006.
12. Helwig, S. L. Vertical-Vertical Controlled-Source Electromagnetic Instrumentation and Acquisition / S. L. Helwig, W. Wood, B. Gloux // *Geophysical Prospecting*. 2019. Vol. 67, No 6. P. 1582–1594. DOI: 10.1111/1365-2478.12771.
13. Frasheri, A. Self-Potential Anomaleies as Possible Indicators in Search for Oil and Gas Reservoirs / A. Frasheri // 57th EAGE Conf. and Tech. Exhib., Glasgow, 29 May – 2 June 1995. UK: Glasgow, 1995. P. 8.
14. Гололобов, Д. В. Импедансные граничные условия анизотропной среды для амплитудно-модулированного сигнала. / Д. В. Гололобов, В. Ф. Янушкевич, С. В. Калинин // *Доклады БГУИР*. 2010. Т. 52, № 6. С. 13–17.
15. Совместная инверсия морских магнитотеллурических и гравиметрических данных с учетом сейсмических ограничений – предварительные результаты построения изображений суббазальтов у Фарерского шельфа / М. Дженг [и др.] // *Планета Земля Sci Lett*. 2009. С. 47–55.

References

1. Henke C. H., Krieger M., Strack K., Zerilli A. (2020) Subsalt Imaging in Northern Germany Using Multi-Physics (Magnetotellurics, Gravity, and Seismic). *Interpretatio*. 8 (4), 15–24. DOI: 10.1190/int-2020-0026.1.
2. Geldmacher I., Strack K. (2017) A Fit-for-Purpose Electromagnetic System for Reservoir Monitoring and Geothermal Exploration. *GRC Transactions*. 41, 1649–1658. DOI: 10.3997/2214-4609.201702593.
3. Holten T., Luo X., Naevdal G., Helwig S. L. (2016) Time Lapse CSEM Reservoir Monitoring of the Norne Field with Vertical Dipoles. *SEG Technical Program Expanded Abstracts*. 35, 971–975. DOI: 10.1190/segam2016-13858739.1.

4. Anderson C., Mattsson J. (2010) An Integrated Approach to Marine Electromagnetic Surveying Using a Towed Streamer and Source. *First Break*. 28 (5), 71–75.
5. Moskvichew V. N. (1991) Interaction of Electromagnetic Waves (EMW) with Anisotropic Inclusion in Communication Line. *9th Microw. Conf. NICON-91, Rydzyna, May 20–22*. 1, 240–244.
6. Gololobov D. V. (2009) *Interaction of Electromagnetic Waves and Hydrocarbon Deposits*. Minsk, Bestprint Publ. (in Russian).
7. Janushkevich V. F. (2017) *Electromagnetic Methods for Searching and Identifying Hydrocarbon Deposits*. Novopolock, Euphrosyne Polotskaya State University of Polotsk (in Russian).
8. Maegregor L. M., Sinha M. C., Weaner R. (2004) *The Method of Electromagnetic Exploration of Hydrocarbon Reservoirs*. Pat. DE 2395563. Published 01.12.2004 (in Russian).
9. Yanushkevich V. F., Dauhiala D. A., Adamovich A. L., Abramenska S. N. (2021) Effect of a Powerful Low-Frequency Signal on an Anisotropic Medium Over Hydrocarbon. *Journal of Physics: Conference Series*. 1889. Available: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1742-6596/1889/2/022059/pdf/> (Accessed 18 May 2021).
10. Gololobov D. V., Moskvichjov V. N. (1990) Attenuation of a Surface Wave by an Anisotropic Medium. *Journal of Communications Technology and Electronics*. (18), 191–195 (in Russian).
11. Jellingsrud C., Jejdesmo T., Pedersen H. M., Skjoug-Petersen. T. (2006) *Method for Determining the Nature of Underground Reservoirs and a Method for Searching for Hydrocarbon-Containing Underground Resources*. Pat. RU 2277251. Published 27.05.2006 (in Russian).
12. Helwig S. L., Wood W., Gloux B. (2019) Vertical-Vertical Controlled-Source Electromagnetic Instrumentation and Acquisition. *Geophysical Prospecting*. 67 (6), 1582–1594. DOI: 10.1111/1365-2478.12771.
13. Frasheri A. (1995) Self-Potential Anomaleies as Possible Indicators in Search for Oil and Gas Reservoirs. *57th EAGE Conf. and Tech. Exib., Glasgow, 29 May–2 June*. UK, Glasgow. 8.
14. Gololobov D. V., Janushkevich V. F., Kalincev S. V. (2010) Impedance Boundary Conditions of an Anisotropic Medium for an Amplitude Modulated Signal. *Doklady BGUIR*. 52 (6), 13–17 (in Russian).
15. Dzhegen M., Hobs R. V., Taric P., Chave A. (2009) Joint Inversion of Marine Magnetotelluric and Gravity Data with Seismic Constraints – Preliminary Results of Subbasalt Imaging Off the Faroe Shelf. *Earth and Planetary Sciences Letters*. 47–55 (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Янушкевич В. Ф., к. т. н., доцент кафедры энергетики и электроники Полоцкого государственного университета имени Евфросинии Полоцкой

Кизина О. А., ассистент кафедры энергетики и электроники Полоцкого государственного университета имени Евфросинии Полоцкой

Богущ В. А., д. ф.-м. н., профессор, ректор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

211440, Республика Беларусь,
г. Новополоцк, ул. Блохина, 29
Полоцкий государственный университет
имени Евфросинии Полоцкой
Тел.: +375 214 59-95-73
E-mail: o.kizina@psu.by
Кизина Оксана Анатольевна

Information about the authors

Yanushkevich V. F., Cand. of Sci., Associate Professor at the Department of Power Engineering and Electronics of the Euphrosyne Polotskaya State University of Polotsk

Kizina O. A., Assistant at the Department of Power Engineering and Electronics of the Euphrosyne Polotskaya State University of Polotsk

Bogush V. A., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, Rector of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

211440, Republic of Belarus,
Novopolotsk, Blokhina St., 29
Euphrosyne Polotskaya State University
of Polotsk
Tel.: +375 214 59-95-73
E-mail: o.kizina@psu.by
Kizina Oksana Anatol'evna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-33-41>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.382.2/.3-046.47

ВЛИЯНИЕ ОРИЕНТАЦИИ КАНАЛОВ В КУЛЕРАХ ВОЗДУШНОГО ОХЛАЖДЕНИЯ НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОТВЕДЕНИЯ ТЕПЛА ОТ ПРОЦЕССОРОВ

Г. А. ПИСКУН, В. Ф. АЛЕКСЕЕВ, А. Н. БЕЛИКОВ, Д. Г. РЫБАКОВ

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

Поступила в редакцию 30.01.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Приведены результаты исследования кулеров воздушного охлаждения при естественном и принудительном отведении тепла от таких мощных полупроводниковых приборов, как процессоры. В программной среде SOLIDWORKS Flow Simulation выполнены эксперименты по оценке влияния ориентации сформированных тепловых каналов на эффективность отведения тепла от поверхности теплонагруженного элемента. Разработаны трехмерные модели башенных радиаторов с установленным вентилятором и несущей конструкцией в виде тепловых трубок, пронизывающих ребра, которые формируют горизонтальные (модель № 1) или вертикальные (модель № 2) воздушные каналы, позволившие определить эффективность отвода тепла от процессора при естественной и вынужденной конвекции. Разработанная модель № 1 была повернута на 90°, что может быть обусловлено конструкторскими требованиями при разработке технических средств. Это привело к изменению движения теплого воздуха при естественной и вынужденной конвекции по направленным вертикально каналам с анализом эффективности пассивного и активного охлаждения. Сократили количество тепловых трубок с шести до двух для ранее разработанных типов радиаторов (модели № 1 и 2), только при активном охлаждении, что позволило экспериментально установить влияние конструктивных решений (количества и ориентации тепловых трубок) на эффективность теплоотвода.

Ключевые слова: кулер воздушного охлаждения, нагрев, процессор, тепловые трубки.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Влияние ориентации каналов в кулерах воздушного охлаждения на эффективность отведения тепла от процессоров / Г. А. Пискун [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 33–41. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-33-41>.

INFLUENCE OF CHANNEL ORIENTATION IN AIR COOLERS ON THE EFFICIENCY OF HEAT REMOVAL FROM POWERFUL SEMICONDUCTOR DEVICES

GENNADY A. PISKUN, VIKTOR F. ALEXEEV, ANDREY N. BELIKOV,
DMITRY G. RYBAKOV

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

Submitted 30.01.2023

Abstract. The results of the study of air-cooled coolers with natural and forced heat removal from such powerful semiconductor devices as processors are presented. Experiments were performed in the SOLIDWORKS

Flow Simulation software environment to assess the influence of the orientation of the formed thermal channels on the efficiency of heat removal from the surface of a heat-loaded element. Three-dimensional models of tower heatsinks with an installed fan and a supporting structure in the form of heat pipes penetrating fins that form horizontal (model No 1) or vertical (model No 2) air channels have been developed, which made it possible to determine the efficiency of heat removal from the processor during natural and forced convection. The developed model No 1 was rotated by 90°, which may be due to design requirements in the development of technical means. This led to a change in the movement of warm air during natural and forced convection along the vertically directed channels with an analysis of the effectiveness of passive and active cooling. The number of heat pipes has been changed from six to two for previously developed types of radiators (models No 1 and 2), only with active cooling. This made it possible to experimentally establish the influence of design solutions (the number and orientation of heat pipes) in the production of modern air-cooled coolers on the efficiency of heat removal.

Keywords: air coolers, heating, processor, heat pipes.

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

For citation. Piskun G. A., Alexeev V. F., Belikov A. N., Rybakov D. G. (2023) Influence of Channel Orientation in Air Coolers on the Efficiency of Heat Removal from Powerful Semiconductor Devices. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 33–41. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-33-41> (in Russian).

Введение

При разработке эффективных высокопроизводительных вычислительных систем одним из наиболее значимых факторов является обеспечение их теплового режима, что, в свою очередь, напрямую связано с разработкой и использованием систем охлаждения для таких мощных и теплонагруженных электронных компонентов, как процессоры. Незначительное повышение температуры данных интегральных микросхем может привести к возникновению параметрических отказов (сбросу тактовой частоты в процессе перегрева, появлению ошибок в работе программного обеспечения персонального компьютера и т. д.), а в отдельных случаях возможны необратимые изменения внутри самого процессора (расплавление металлизированных дорожек, перегорание внутренних выводов и т. д.).

Готовых универсальных решений для обеспечения допустимой температуры нагрева процессоров на данный момент не существует, что обусловлено сферой их применения (персональные компьютеры, ноутбуки, серверы, суперкомпьютеры, мобильные телефоны и планшеты), конструкторско-технологическими и массогабаритными ограничениями. Наиболее частые способы отведения тепла от теплонагруженных компонентов – использование пассивных (отвод тепла происходит благодаря излучению тепла и естественной конвекции) и/или активных (тепло отводится посредством теплового излучения и принудительной конвекции) систем охлаждения [1–5].

Пассивные системы охлаждения процессоров нашли свое применение в условиях производственных помещений с повышенной влажностью, запыленностью и температурой, где охлаждающие вентиляторы принудительного охлаждения (кулеры) быстро выходят из строя, а также при проектировании бесшумных персональных компьютеров (используются специально созданные радиаторы большой площади для работы без вентилятора) [1, 2, 5]. Особенностью активных систем охлаждения является наличие вентиляторов, которые усиливают движение холодной окружающей среды, что приводит к более эффективному отведению выделяемой тепловой энергии. Правильное размещение вентилятора улучшает воздушный поток внутри корпуса, что не только понижает температуру элементов, но и снижает температуру сформировавшейся нагретой зоны [1, 2, 5].

Цель исследования – анализ эффективности отведения тепловой энергии от теплонагруженной поверхности процессора посредством использования кулеров воздушного охлаждения (КВО), особенностью которых являются различная ориентация (вертикальная или горизонтальная) воздушных тепловых каналов и наличие как естественной, так и вынужденной конвекции.

Исходные данные и постановка задачи

Для построения КВО использовали программу SOLIDWORKS Flow Simulation, в которой разработаны трехмерные модели, структурно повторяющие форму и размеры таких распространенных систем охлаждения центрального процессора персональных компьютеров, как Nos-

tua NH-D14 [6] (модель № 1) и Noctua NH-P1 [7] (модель № 2) (рис. 1, *a, b*). Для источника тепловой энергии создали модель процессора AMD Ryzen™ 7 5800x [8] (рис. 1, *c*).

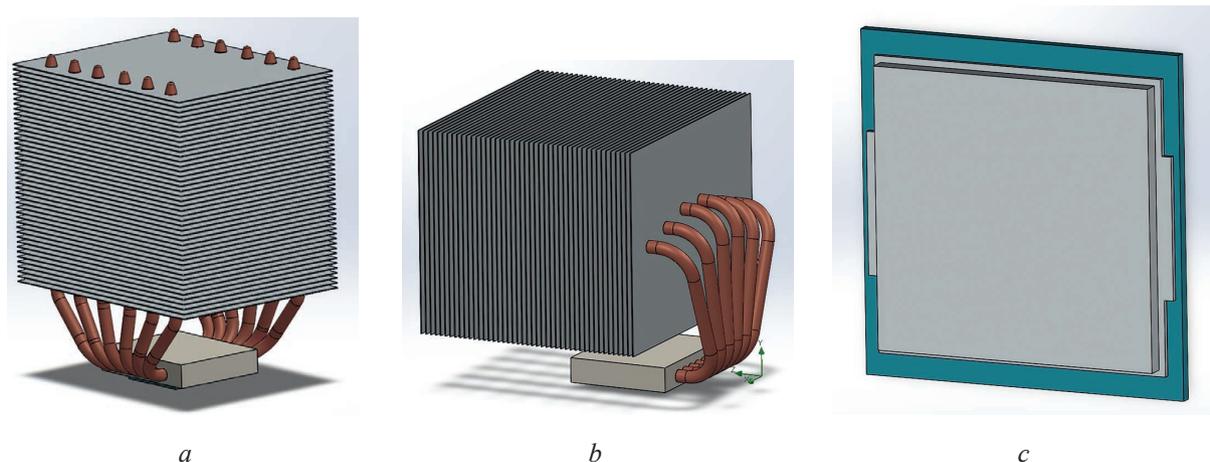


Рис. 1. Трехмерная модель кулера воздушного охлаждения Noctua NH-D14 (*a*), Noctua NH-P1 (*b*) и процессора AMD Ryzen™ 7 5800x (*c*)

Fig. 1. 3D model air cooler Noctua NH-D14 (*a*), Noctua NH-P1 (*b*) and processor AMD Ryzen™ 7 5800x (*c*)

Модель № 1 представляет собой радиатор башенного типа размерами $160 \times 125 \times 99$ мм, состоящий из теплосъемной площадки в основании и горизонтальных алюминиевых ребер (45 отдельных пластин), соединенных проходящими сквозь них шестью тепловыми трубками диаметром 6 мм, незначительно выходящими наружу корпуса. Отличительной особенностью является монтаж П-образных тепловых трубок, заключающийся в том, что средняя их часть устанавливается непосредственно на теплосъемник и распределяет тепло по наиболее длинным, вмонтированным в ребра радиатора концам.

Модель № 2 – это тоже радиатор башенного типа размерами $133 \times 124 \times 125$ мм, состоящий из теплосъемной площадки в основании и вертикальных алюминиевых ребер (45 отдельных пластин), соединенных проходящими сквозь них шестью тепловыми трубками диаметром 6 мм. Особенность монтажа используемых П-образных тепловых трубок заключается в том, что одна их часть устанавливается непосредственно на теплосъемник, а другая монтируется в ребра радиатора.

Для обеспечения адекватного сравнения конфигурации радиаторов были максимально приведены к общим значениям размеров ребер, их количеству и расстоянию между ними, количеству и размерам тепловых трубок, а также размерам теплосъемных оснований. При моделировании использованы исходные данные из [3], а также скорректированы параметры теплопроводности материалов для составных частей модели (материал очень высокой теплопроводности – для тепловых трубок ($4 \text{ кВт}/(\text{м} \cdot \text{К})$), алюминий – для ребер радиатора, медь – для теплораспределительной крышки процессора и основания радиатора, кремний – для кристалла процессора).

С целью оценки эффективного использования различных конструктивных решений КВО выполнены исследования, позволяющие:

- оценить эффективность отведения тепловой энергии от процессора с установленным на него башенным радиатором с несущей конструкцией в виде тепловых трубок, пронизывающих алюминиевые ребра, которые формируют горизонтальные или вертикальные тепловые воздушные каналы при их пассивном и активном охлаждении (эксперимент 1);

- проанализировать эффективности пассивного и активного охлаждения повернутого на 90° КВО с горизонтально ориентированными алюминиевыми ребрами, что дало возможность организовать течение воздуха при естественной и вынужденной конвекции по направленным вертикально тепловым каналам (эксперимент 2);

- исследовать влияние конструктивных решений (количество и ориентацию тепловых трубок) при производстве современных КВО на эффективность теплоотвода только при активном охлаждении процессора (эксперимент 3).

Результаты экспериментов и их обсуждение

При проведении эксперимента 1 получены значения температур нагретого воздуха в сформированных тепловых каналах КВО для различных моделей при их пассивном и активном охлаждении. Установлено, что при пассивном режиме эксплуатации КВО, конструктивно соответствующей модели № 1, воздух между пластинами нагрелся до температуры 157 °С (рис. 2, а), в то время как в модели № 2 (рис. 2, б) – до 141,49 °С. Значение максимальной мощности процессора в обеих моделях 100 Вт.

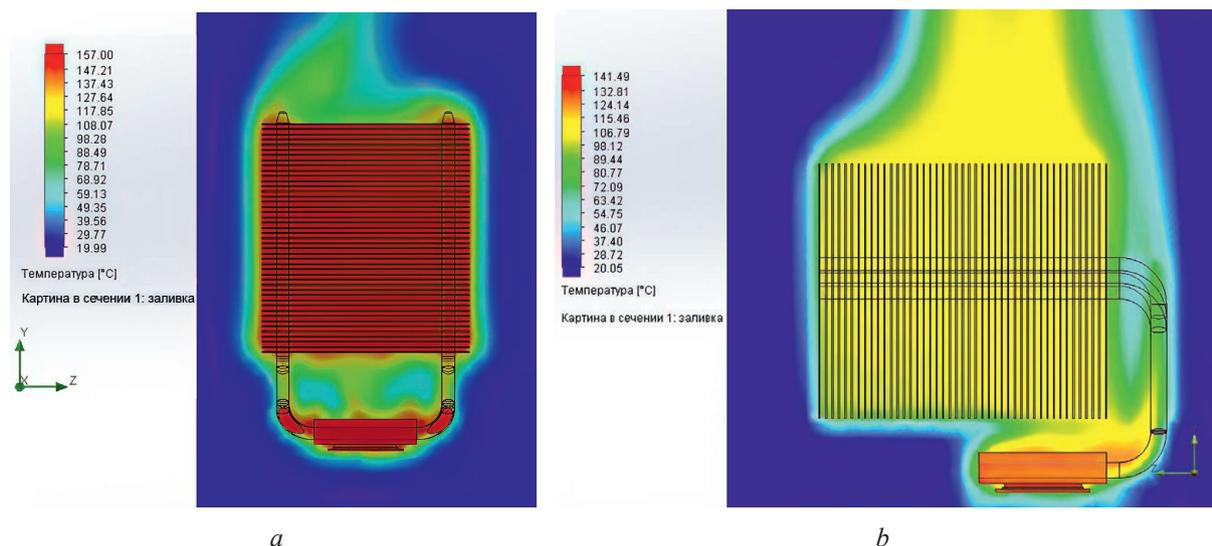


Рис. 2. Значения температуры нагретого воздуха в моделях № 1 (а) и № 2 (б) при пассивном охлаждении процессора при мощности 100 Вт

Fig. 2. Temperature values of heated air in models No 1 (a) and No 2 (b) with passive cooling of the processor at a power of 100 W

Более эффективное отведение тепла от модели № 2 объясняется тем, что отвод тепловой энергии осуществлялся посредством подъема массы нагретого воздуха без столкновения с преградами, т. е. по вертикально ориентированным каналам. В свою очередь, в модели № 1 происходило столкновение поднимающегося вверх теплого воздуха с первой пластиной КВО и его дальнейшее турбулентное распределение.

При использовании принудительного (активного) конвективного охлаждения результаты оказались противоположными: в модели № 1 (рис. 3, а) воздух между пластинами нагрелся до температуры 47 °С, в то время как в модели № 2 (рис. 3, б) – до 63 °С при максимальной мощности процессора 100 Вт.

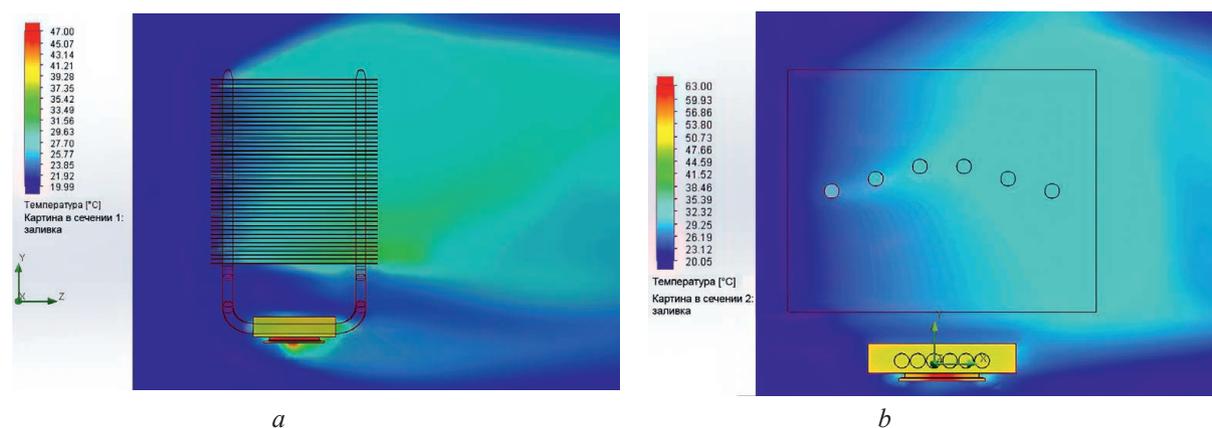


Рис. 3. Значения температуры нагретого воздуха в моделях № 1 (а) и № 2 (б) при активном охлаждении процессора при мощности 100 Вт

Fig. 3. Temperature values of heated air in models No 1 (a) and No 2 (b) with active cooling of the processor at a power of 100 W

Это может объясняться тем, что в модели № 1 происходит более равномерный перенос тепловой энергии от процессора по горизонтально ориентированным ребрам радиатора благодаря двойному их пронизыванию тепловыми трубками, в то время как в модели № 2 пронизывание одинарное.

С увеличением мощности процессора с 20 до 100 Вт и при изменении вида конвективного охлаждения разница в показателях температур начинает значительно отличаться (рис. 4). Так, при мощности 20 Вт разница между температурами при охлаждении в разных моделях составила около 3 °С в пассивном и 5 °С в активном режимах, а при 100 Вт – 15 °С и 16 °С соответственно. В свою очередь, разница температур для модели № 1 при пассивном и активном охлаждении составила ~31 °С при мощности 20 Вт и ~110 °С – при 100 Вт, а для модели № 2 – примерно 24 °С при мощности 20 Вт и 81 °С – при 100 Вт.

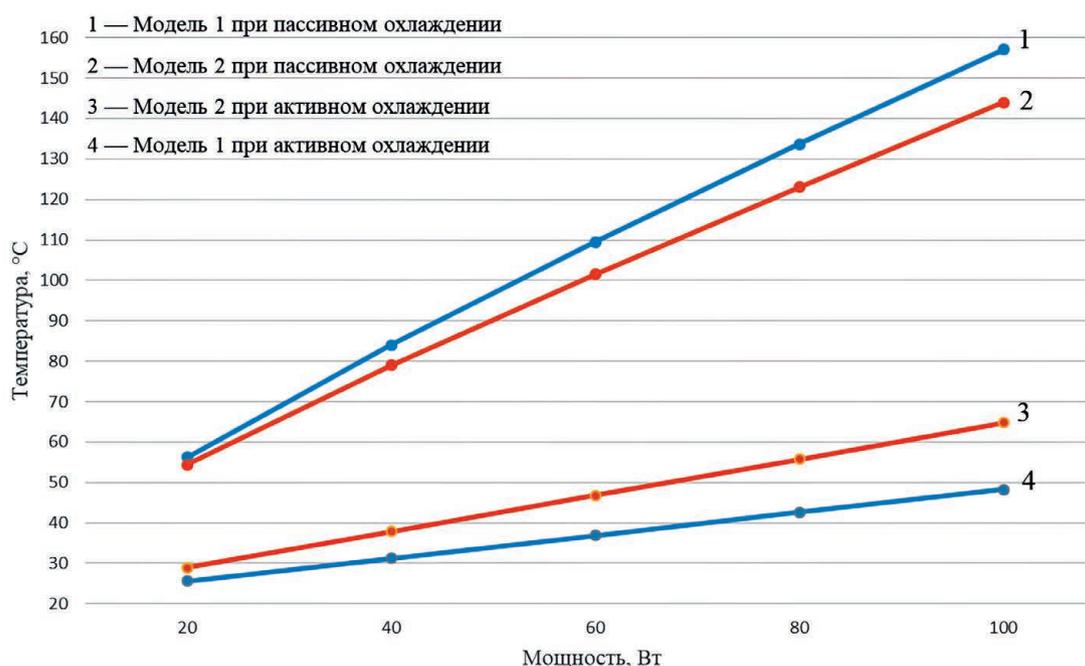


Рис. 4. Зависимость температуры от мощности процессора при сравнении разных конфигураций кулеров воздушного охлаждения в различных вариантах охлаждения

Fig. 4. Dependence of temperature on processor power when comparing different air coolers configurations in different cooling options

По результатам моделирования можно сделать вывод, что конфигурация радиатора с вертикальным расположением ребер является более эффективной в пассивном режиме охлаждения без обдува, но проигрывает классическому башенному радиатору в режиме активного охлаждения. Поскольку конфигурации моделей № 1 и № 2 отличались друг от друга, то, как указывалось ранее, на результаты значительно повлияли их конструктивные отличия. Для того чтобы оценить влияние естественной конвекции при различных вариантах ориентации ребер, провели эксперимент 2, в котором определенный тип КВО (модель № 1) был повернут на 90°, что позволило обеспечить течение воздуха при естественной и вынужденной конвекции по направленным вертикально тепловым каналам. Тепловая картина КВО модели № 1 с вертикально ориентированными воздушными каналами, сформированными при повороте радиатора на 90°, представлена на рис. 5.

Из рис. 5 видно, что КВО с вертикально расположенными каналами за счет естественной конвекции оказался более эффективным в пассивном режиме охлаждения (рис. 6), однако при наличии обдува радиатор показал абсолютно одинаковые результаты (табл. 1) вне зависимости от расположения ребер в пространстве. В результате проведенного эксперимента 2 доказано, что составляющая естественной конвекции важна и имеет значение только в случае пассивного охлаждения, при наличии обдува это не вносит никаких изменений.

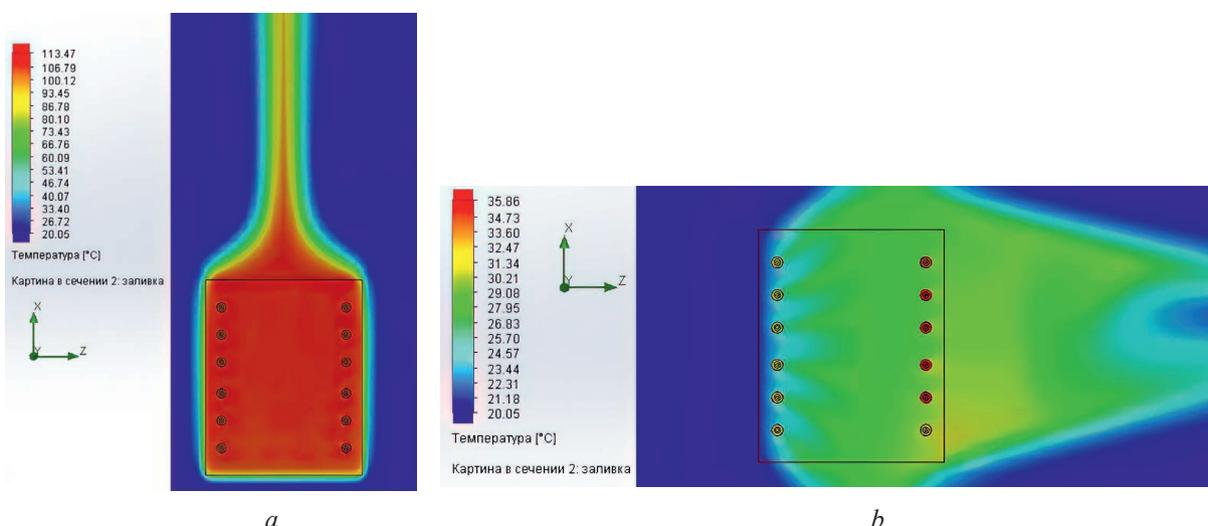


Рис. 5. Движение нагретого воздуха в кулере воздушного охлаждения модели № 1 после поворота радиатора на 90° при пассивном (a) и активном (b) охлаждении
Fig. 5. The movement of heated air in the air cooler of model No 1 after turning the radiator by 90° with passive (a) and active (b) cooling

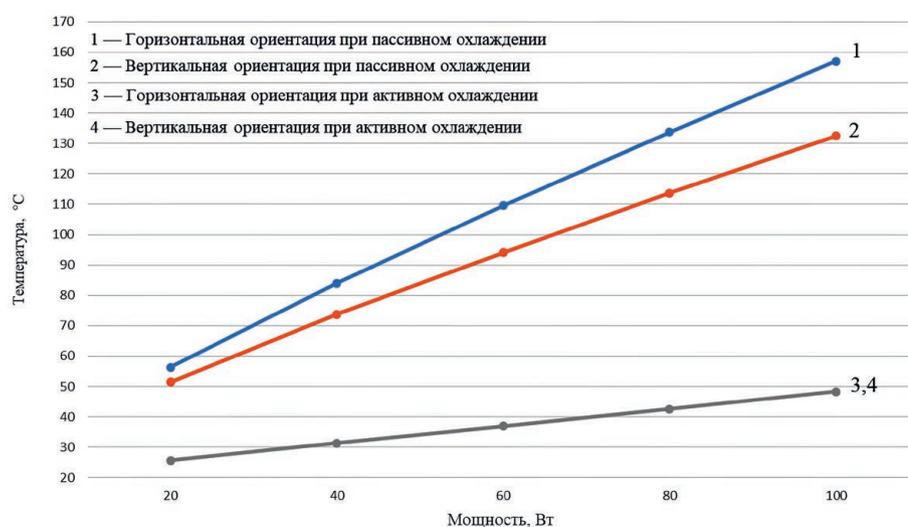


Рис. 6. Сравнение горизонтальной и вертикальной ориентации тепловых каналов кулера воздушного охлаждения модели № 1
Fig. 6. Comparison of the horizontal and vertical orientation of the thermal channels of the air cooler model No 1

Таблица 1. Значения температур процессора, охлаждаемого кулером воздушного охлаждения по модели № 1 с учетом ориентации его ребер (горизонтально/вертикально)
Table 1. The temperatures of the processor cooled by the air cooler according to model No 1 taking into account the orientation of its edges (horizontally/vertically)

Мощность, Вт / Power, W	Температура процессора, °С, охлаждаемого радиатором, расположенным / Temperature of the processor, °С, cooled by a radiator, located	
	горизонтально / horizontally	вертикально / vertically
20	25,67	25,67
40	31,31	31,31
60	36,97	36,95
80	42,63	42,61
100	48,31	48,28

При проведении эксперимента 3 по определению значимости количества используемых тепловых трубок на эффективность КВО последовательно были убраны по две тепловые трубки, расположенные симметрично центру, от краев к центру. Определяли предельную рассеиваемую мощность без перегрева для каждой комбинации (рис. 7, *b*), а также сравнивали температуры при зафиксированной мощности процессора 100 Вт (рис. 7, *a*) (режим охлаждения в данном случае – только активный).

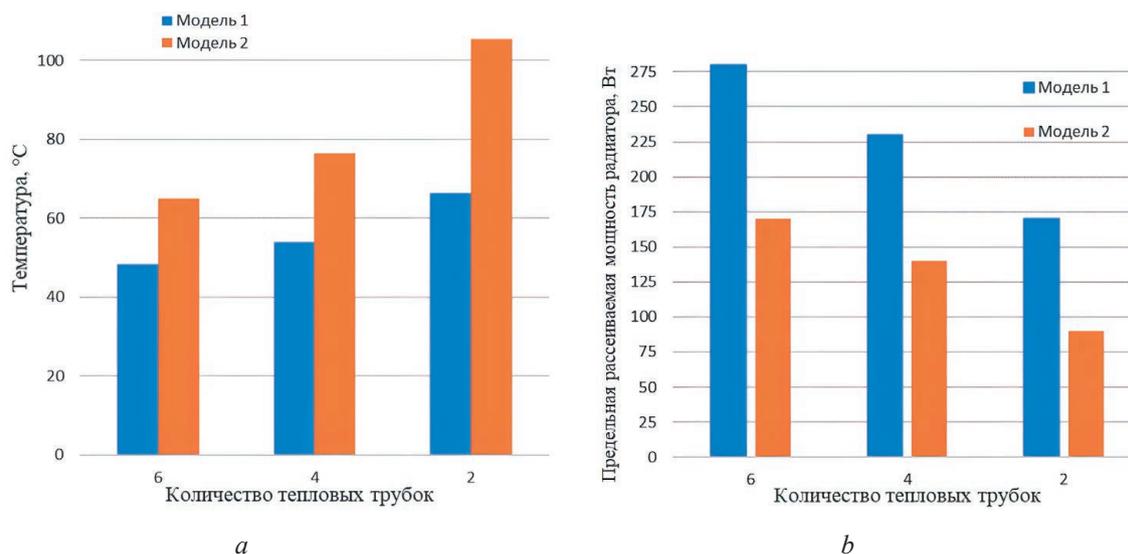


Рис. 7. Зависимость: *a* – температуры процессора от количества тепловых трубок в кулере воздушного охлаждения при рассеиваемой мощности 100 Вт; *b* – предельной рассеиваемой мощности радиатора от количества тепловых трубок в кулере воздушного охлаждения

Fig. 7. Dependence: *a* – processor temperature on the number of heat pipes in an air-cooled cooler with a power dissipation of 100 W; *b* – the maximum power dissipation of the radiator on the number of heat pipes in the air cooler

Анализ результатов исследований позволяет сделать вывод, что конфигурация КВО с вертикальным расположением ребер оказалась наиболее чувствительной к уменьшению количества тепловых трубок. Это можно объяснить тем, что в горизонтальной конфигурации каждая тепловая трубка проходит через радиатор дважды, что положительно сказывается на процессе теплообмена.

Заключение

1. Показано, что эффективность охлаждения процессора при естественной и вынужденной конвекции значительно зависит от ориентации сформированных в кулерах воздушного охлаждения тепловых каналов, в частности:

- при пассивном режиме эксплуатации радиатора с горизонтально ориентированными воздушными каналами (на примере кулера воздушного охлаждения Noctua NH-D14) воздух между пластинами нагрелся до температуры 157 °С, а при активном – до 47°С, при максимальной мощности процессора 100 Вт;

- при пассивном режиме эксплуатации радиатора с вертикально ориентированными воздушными каналами (на примере Noctua NH-P1) воздух между пластинами нагрелся до температуры 141,49 °С, а при активном – до 63 °С, при максимальной мощности процессора 100 Вт.

2. Выявлено, что составляющая естественной конвекции важна и имеет значение только в случае пассивного охлаждения. При наличии обдува это не вносит никаких изменений, и ориентация воздушных каналов в кулере воздушного охлаждения никак не влияет на эффективность охлаждения.

3. Конфигурация кулеров воздушного охлаждения с вертикальным расположением ребер (типа Noctua NH-P1) оказалась наиболее чувствительной к уменьшению количества тепловых трубок и в общем показала значительно худшие результаты (температура процессора при двух

тепловых трубках составила 105 °С, при четырех – 78 °С, при шести – 63 °С). В то время как у модели с горизонтальным расположением ребер (Noctua NH-D14) температура процессора при двух тепловых трубках составила 65 °С, при четырех – 53 °С, при шести – 48 °С.

4. Установлено, что предельная рассеиваемая мощность радиатора существенно зависит от количества тепловых трубок и ориентации воздушных каналов. В частности, у кулера воздушного охлаждения типа Noctua NH-D14 при шести тепловых трубках она составила 280 Вт, при четырех – 231 Вт, при двух – 170 Вт, а у кулера типа Noctua NH-P1 при шести тепловых трубках – 170 Вт, при четырех – 143 Вт, при двух – 84 Вт.

5. Параметрическое моделирование в программной среде SOLIDWORKS Flow Simulation позволило оценить эффективность различных вариантов использования кулеров воздушного охлаждения для охлаждения процессоров с учетом условий теплообмена с окружающей средой. Разработанные модели и результаты исследований могут быть использованы при создании конструкций башенных радиаторов охлаждения процессоров и систем управления тепловыми режимами их эксплуатации.

Список литературы

1. Дульнев, Г. Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре / Г. Н. Дульнев. М.: Высш. шк., 1984. 247 с.
2. Тригорлый, С. В. Моделирование охлаждения процессоров и управление тепловыми режимами их эксплуатации / С. В. Тригорлый, А. А. Скрипкин // Вестник Саратовского государственного технического университета. 2022. Т. 95, № 4. С. 14–26.
3. Моделирование отведения тепловой энергии от процессоров при помощи кулеров воздушного охлаждения / Г. А. Пискун [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 4. С. 54–62. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-4-54-62>.
4. Оптимизация теплового режима приемо-передающего устройства по результатам моделирования тепловых процессов в среде SOLIDWORKS Flow Simulation / Г. А. Пискун [и др.] // Znanstvena Misel Journal. 2019. Т. 1, № 35. С. 47–60.
5. Дульнев, Г. Н. Методы расчета тепловых режимов прибора / Г. Н. Дульнев, В. Г. Парфенов, А. В. Сигалов. М.: Радио и связь, 1990. 312 с.
6. Noctua/Noctua NH-D14 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://noctua.at/en/products/cpu-cooler-retail>. Дата доступа: 20.01.2023.
7. Noctua/Noctua NH-P1 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://noctua.at/en/products/cpu-cooler-retail>. Дата доступа: 20.01.2023.
8. AMD//Процессор AMD Ryzen™ 7 5800x [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.amd.com/en/products/cpu/amd-ryzen-7-5800x>. Дата доступа: 17.01.2023.

References

1. Dulnev G. N. (1984) *Heat and Mass Transfer in Electronic Equipment*. Moscow, Higher School Publ. 247 (in Russian).
2. Trigoriyi S. V., Skripkin A. A. (2022) Modeling of Processor Cooling and Thermal Management of their Operation. *Bulletin of the Saratov State Technical University*. 95 (4), 14–26 (in Russian).
3. Piskun G. A., Alexeev V. F., Belikov A. N., Rybakov D. G. (2023) Simulation of Thermal Energy Removal from Processors Using Air Coolers. *Doklady BGUIR*. 21 (4), 54–62. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-4-54-62> (in Russian).
4. Piskun G. A., Alekseev V. F., Romanovsky P. S., Stanul A. A. (2019) Optimization of the Thermal Regime of a Transceiver Based on the Results of Modeling Thermal Processes in the SolidWorks Flow Simulation Environment. *Znanstvena Misel Journal*. 1 (35), 47–60 (in Russian).
5. Dulnev G. N., Parfenov V. G., Sigalov A. V. (1990) *Methods for Calculating the Thermal Regimes of the Device*. Moscow, Radio and Communication Publ. 312 (in Russian).
6. *Noctua/Noctua NH-D14*. Available: <https://noctua.at/en/products/cpu-cooler-retail> (Accessed 20 January 2023).
7. *Noctua/Noctua NH-P1*. Available: <https://noctua.at/en/products/cpu-cooler-retail> (Accessed 20 January 2023).
8. *AMD//Processor AMD Ryzen™ 7 5800x*. Available: <https://www.amd.com/en/products/cpu/amd-ryzen-7-5800x> (Accessed 17 January 2023).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Пискун Г. А., к. т. н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Алексеев В. Ф., к. т. н., доцент, доцент кафедры проектирования информационно-компьютерных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Беликов А. Н., студент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Рыбаков Д. Г., студент 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 17 292-22-07
E-mail: alexvikt.minsk@gmail.com
Алексеев Виктор Федорович

Information about the authors

Piskun G. A., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Design Information and Computer Systems of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Alexeev V. F., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Design Information and Computer Systems of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Belikov A. N., Student at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Rybakov D. G., Student at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 292-22-07
E-mail: alexvikt.minsk@gmail.com
Alexeev Viktor Fedorovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

СПОСОБ КОГЕРЕНТНОЙ КОМПЕНСАЦИИ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ СПЕКТРА МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ МАЛОСКОРОСТНЫХ И МАЛОЗАМЕТНЫХ ОБЪЕКТОВ

С. Р. ГЕЙСТЕР, В. В. КИРИЧЕНКО

ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 11.05.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Обнаружение малоскоростных объектов – сложная задача. Малая эффективная отражающая поверхность малоскоростных объектов, составляющая десятые – тысячные доли квадратного метра, практически исключает успешное решение задачи обнаружения их на фоне интенсивных мешающих отражений от местных предметов существующими методами. В статье представлен способ когерентной компенсации мешающих отражений от местных предметов в области боковых лепестков спектра. Способ обеспечивает успешное обнаружение малоскоростных и малозаметных объектов с отражательными характеристиками, создающими сигналы, сопоставимые по мощности с боковыми лепестками спектра отражений от местных предметов. Метод основывается на представлении боковых лепестков спектра мешающих отражений не в виде шума, определяющего предельный уровень «обеливания фона», а в виде когерентной спектральной структуры, поддающейся дальнейшей компенсации. Способ особенно эффективен в сложной ситуации – при выделении сигналов, отраженных от малоскоростных и малозаметных объектов (например, квадрокоптеров), на фоне интенсивных мешающих отражений от металлоконструкций и зданий.

Ключевые слова: обнаружение малоскоростных объектов, мешающие отражения, боковые лепестки спектра.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гейстер, С. Р. Способ когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений в задаче обнаружения малоскоростных и малозаметных объектов / С. Р. Гейстер, В. В. Кириченко // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 42–49. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49>.

A METHOD FOR COHERENT COMPENSATION OF SIDE LOBES OF THE SPECTRUM OF INTERFERING REFLECTIONS IN THE PROBLEM OF DETECTING LOW-SPEED AND INCONSPICUOUS OBJECTS

SERGEY R. HEISTER, VALERY V. KIRYCHENKA

JSC “ALEVKURP” (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 11.05.2023

Abstract. The detection of low-speed objects is a challenging task. The small radar cross-section of low-speed objects varying from one-thousandths to one-tens of a square meter practically excludes a successful detection of such objects against intense clutter from static objects by existing methods. In this work we present a method of coherent compensation of clutter from static objects in the sidelobes of the spectrum. The method provides successful detection of low-speed and low-visibility objects with reflective characteristics that create signals with

power comparable to the power of spectral sidelobes of the clutter. The method is based on the representation of the side lobes of the spectrum of interfering reflections not in the form of noise, which determines the limiting level of “background whitening”, but in the form of a coherent spectral structure, amenable to further compensation. The proposed method must be especially effective in complicated situations such as when detecting signals reflected from low-speed and low-visibility objects (e.g., quadcopters) versus intensive clutter reflections from metal structures and buildings.

Keywords: detection of slow objects, interfering reflections, side lobes of the spectrum.

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

For citation. Heister S. R., Kirychenka V. V. (2023) A Method for Coherent Compensation of Side Lobes of the Spectrum of Interfering Reflections in the Problem of Detecting Low-Speed and Inconspicuous Objects. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 42–49. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-42-49> (in Russian).

Введение

Задача обнаружения сигналов от движущихся объектов на фоне мешающих отражений решается уже более 80-ти лет, а используемые для этого способы и алгоритмы изложены во множестве публикаций. Представление о состоянии этой задачи дают работы [1–6]. В то же время задача обнаружения малоскоростных объектов на фоне интенсивных мешающих отражений выделяется особой сложностью, а ее успешное решение неочевидно. Один из способов решения этой задачи – анализ изменений отражательных характеристик в элементах разрешения во времени. Реализация данного способа требует формирования в разные моменты времени карты отражений всей зоны обзора, вычитания отражений в этих картах и поиска упорядоченного перемещения локальной области с изменяющейся отражательной характеристикой. Успех практического применения способа возможен только в приложении к обнаружению малоскоростных объектов с относительно большой эффективной отражающей поверхностью, сопоставимой с отражательными характеристиками местных предметов.

Предлагаемый в статье способ реализуется в спектральной области и предполагает выполнение дискретного преобразования Фурье (ДПФ) с формированием спектра принятого сигнала в разрешаемом объеме. Способ направлен на выделение сигнала, отраженного от малоразмерного объекта с малой скоростью, с малой доплеровской частотой на фоне ближних боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов. Эффективная отражающая поверхность объекта мала и характеризуется следующим условием – главный лепесток спектра отраженного от объекта сигнала сопоставим с ближними боковыми лепестками спектра мешающих отражений от местных предметов и подстилающей поверхности.

Математическая модель временной структуры мешающих отражений от местного предмета

В приложении к радиолокации представим местный предмет совокупностью Q изотропных отражателей, равномерно расположенных на его облучаемой поверхности. Полагаем, что размеры местного предмета меньше (существенно) разрешаемого объема. Тогда временную структуру сигнала, отраженного от поверхности местного предмета, можно представить в виде

$$u_Q(t) = E_Q(t)U_a(t)U_L(t - t_{rQ}) \exp(i2\pi f_0 t), \quad (1)$$

где $E_Q(t)$ – комплексная амплитуда сигнала, отраженного от местного предмета; $U_a(t)$ – закон модуляции пачки принятого сигнала длительностью, равной времени наблюдения T_n ; $U_L(t - t_{rQ})$ – закон модуляции когерентной последовательности из L зондирующих импульсов с задержкой на величину t_{rQ} , соответствующую задержке сигнала, отраженного от центра местного предмета; f_0 – несущая частота зондирующего сигнала.

Комплексную огибающую сигнала $E_Q(t)$ можно представить в виде суммы комплексных огибающих сигналов, отраженных от Q отражателей:

$$E_Q(t) = \sum_{q=1}^Q E_q(t) = \sum_{q=1}^Q |E_q(t)| \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (2)$$

где $r_q(t)$ – расстояние от фазового центра антенны радиолокационной станции (РЛС) до q -го отражателя в момент времени t .

Будем полагать, что все отражатели имеют одинаковую эффективную отражающую поверхность, а расстояние от фазового центра антенны РЛС до центра местного предмета r_{CQ} значительно больше размеров данного предмета. С учетом этого выражение (2) упрощается

$$E_Q(t) = |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (3)$$

где $|E_{0Q}|$ – модуль комплексной амплитуды сигнала, отраженного от изотропного отражателя в центре местного предмета на расстоянии r_{CQ} .

Закон модуляции $U_a(t)$ пачки принятого сигнала формируется под действием механизмов просмотра зоны обзора (например, под действием сканирования антенны РЛС), а также под действием весового «окна», применяемого для снижения боковых лепестков мешающих отражений в спектре принятого сигнала [6]. Закон модуляции когерентной последовательности из L зондирующих импульсов представляется в виде $U_L(t) = \sum_{l=1}^L U_0(t - (l-1)T_r)$, где $U_0(t)$ – закон модуляции одиночного зондирующего сигнала [3].

Анализ принятого сигнала и, соответственно, обнаружение выполняются в элементе дальности. Поэтому весь дальнейший анализ проводится: в одном разрешаемом объеме или для фиксированного времени задержки t_{am} принятого сигнала; с использованием междупериодной структуры сигнала (на видеочастоте), представляющей собой комплексную огибающую сигнала после внутрипериодной обработки (ВПО) в элементе разрешения по дальности. С учетом этого междупериодную структуру сигнала, отраженного от поверхности местного предмета, после ВПО с учетом (3) можно представить в виде

$$U_{w0Q}(t) = K_{w0} E_Q(t) U_a(t) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q(t)\right), \quad (4)$$

где K_{w0} – коэффициент преобразования сигнала по амплитуде в устройстве ВПО.

Сделаем непринципиальное допущение – за время наблюдения T_n положение фазового центра антенны в пространстве не меняется. Это допущение на практике возможно в следующих случаях:

- выполняется электронное сканирование;
- выполняется механическое сканирование, и фазовый центр антенны находится в центре ее вращения;
- диаграмма направленности антенны в течение времени наблюдения T_n фиксирована по положению.

Допущение позволяет представить расстояния $r_q(t)$, $q = \overline{1, Q}$, не зависящими от времени, и преобразовать выражение (4) к виду

$$U_{w0Q}(t) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) = K_{w0} U_a(t) |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}| \exp(i\varphi_{\Sigma Q}), \quad (5)$$

где $|E_{\Sigma Q}| = \left| \sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) \right|$, $\varphi_{\Sigma Q} = \arg\left(\sum_{q=1}^Q \exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right) \right)$ – модуль и фаза суммы векторов $\exp\left(i \frac{4\pi}{\lambda} r_q\right)$, $q = \overline{1, Q}$.

Выражение (5) описывает математическую модель временной структуры мешающих отражений от местного предмета, находящегося в анализируемом элементе разрешения по дальности (разрешаемом объеме), на выходе устройства ВПО.

Математическая модель спектральной структуры мешающих отражений от местного предмета в анализируемом элементе разрешения

Математическая модель спектральной структуры мешающих отражений от местного предмета в анализируемом элементе разрешения представляет собой прямое преобразование Фурье от временной структуры $U_{w0Q}(t)$ на интервале, равном времени наблюдения T_n . Будем полагать,

что закон модуляции пачки принятого сигнала является прямоугольным и записывается следующим образом:

$$U_a(t) = \begin{cases} 1, & \text{если } 0 \leq t \leq T_H; \\ 0, & \text{если } t > T_H \text{ и } t < 0. \end{cases} \quad (6)$$

С учетом особенностей спектра сигнала, смещенного во времени [5], спектр сигнала $U_{w0Q}(t)$ при прямоугольном законе модуляции $U_a(t)$ описывается выражением

$$G_{w0Q}(\omega) = G_{Q\max} \frac{\sin \frac{\omega T_H}{2}}{\frac{\omega T_H}{2}} \exp(i\varphi_{\Sigma Q}) \exp\left(-i\omega \frac{T_H}{2}\right), \quad (7)$$

где $G_{Q\max} = T_H K_{w0} |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}|$ – максимальное значение амплитудно-частотного спектра (АЧС).

Сомножитель $\exp\left(-i\omega \frac{T_H}{2}\right)$ создает линейный наклон фазы и не является информативным, поэтому выполним его компенсацию в следующем виде:

$$G_{w0QCorr}(\omega) = G_{w0Q}(\omega) \exp\left(i\omega \frac{T_H}{2}\right). \quad (8)$$

С учетом (8) уравнение для спектра $G_{w0QCorr}(\omega)$ запишется в виде

$$G_{w0QCorr}(\omega) = G_{Q\max} \frac{\sin \frac{\omega T_H}{2}}{\frac{\omega T_H}{2}} \exp(i\varphi_{\Sigma Q}). \quad (9)$$

В качестве примера на рис. 1–3 представлены: АЧС $|G_{w0Q}(f)|$ (рис. 1); фазочастотный спектр (ФЧС) $\arg(G_{w0Q}(f))$ (рис. 2); ФЧС $\arg(G_{w0QCorr}(f))$ (рис. 3). Спектры были получены для следующих условий: $T_H = 0,35$ с; $\varphi_{\Sigma Q} = 0$; $T_H K_{w0} |E_{0Q}| |E_{\Sigma Q}| = 1$ [В×с].

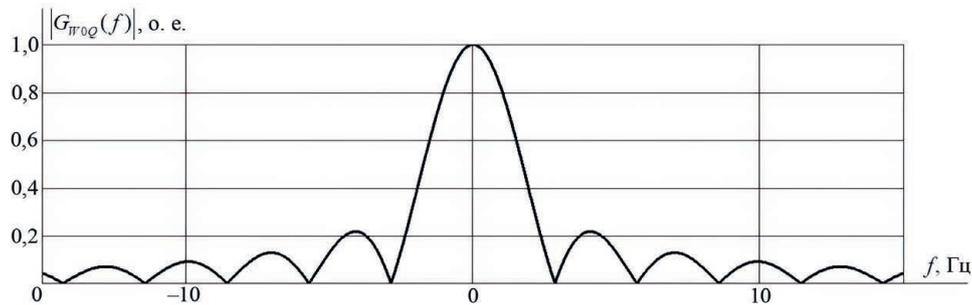


Рис. 1. Амплитудно-частотный спектр $|G_{w0Q}(f)|$
Fig. 1. Amplitude frequency spectrum $|G_{w0Q}(f)|$

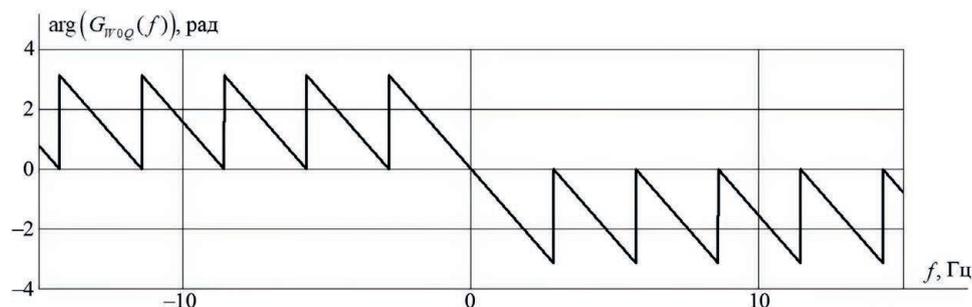


Рис. 2. Фазочастотный спектр $\arg(G_{w0Q}(f))$
Fig. 2. Phase frequency spectrum $\arg(G_{w0Q}(f))$

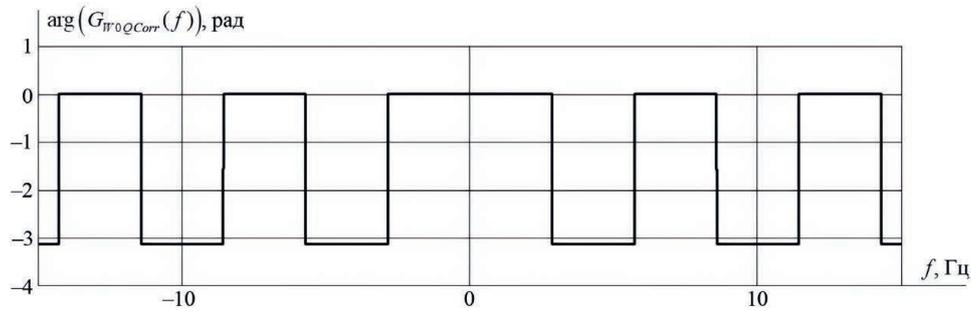


Рис. 3. Фазочастотный спектр $\arg(G_{W0QCorr}(f))$

Fig. 3. Phase frequency spectrum $\arg(G_{W0QCorr}(f))$

Анализ выражений (7)–(9) и рис. 1–3 показывает следующее: АЧС комплексной огибающей мешающих отражений от местного предмета является симметричным; фазы спектральных составляющих, расположенных симметрично относительно частоты $f = 0$ Гц, одинаковы после выполнения корректировки линейного набега фазы в соответствии с (8). Это является основанием для выполнения процедуры когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов.

Способ и алгоритм компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений

Способ когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов может быть изложен в следующем виде: после фазовой коррекции из спектральных составляющих правой части спектра вычитаются спектральные составляющие левой части спектра, находящиеся на частотах, отличающихся противоположным знаком. Алгоритм когерентной компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов выполняется в каждом элементе разрешения по дальности отдельно и включает следующие процедуры.

1. Прямое ДПФ в комплексном виде от принятого сигнала – совокупности сигналов, принятых в элементе разрешения по дальности в результате L зондирований пространства. Для общности будем полагать, что число точек прямого ДПФ равно значению N_{FT} . В результате в анализируемом элементе дальности формируется совокупность комплексных амплитуд спектральных составляющих $G_W(l)$, $l = \overline{0, N_{FT} - 1}$.

2. Компенсация линейного набега фазы в спектре принятого сигнала и получение совокупности комплексных амплитуд спектральных составляющих $G_{WCorr}(l)$, $l = \overline{0, N_{FT} - 1}$. Компенсация линейного набега фазы с учетом того, что $T_n = T_r L$, выполняется в соответствии с (8) в следующем виде:

$$G_{WCorr}(l) = G_W(l) \exp\left(i2\pi \frac{F_r}{N_{FT}} l \frac{T_r L}{2}\right) = G_W(l) \exp\left(i\pi \frac{L}{N_{FT}} l\right), l = \overline{0, N_{FT} - 1}. \quad (10)$$

Следует заметить, что если перед процедурой ДПФ выполняется дополнение пачки временных отсчетов сигнала нулевыми отсчетами для повышения разрешения по частоте, то независимо от места размещения нулевых отсчетов середина интервала коррекции всегда соответствует временному положению середины пачки временных отсчетов принятого сигнала. Весовая обработка принятого сигнала с использованием симметричного весового «окна» также не изменяет значения середины интервала коррекции.

3. Компенсация боковых лепестков спектра мешающих отражений от местных предметов с формированием разностного спектра выполняется в соответствии с выражением

$$G_{\Delta MO}(n) = G_{WCorr}(n) - G_{WCorr}(N_{FT} - n), n = \overline{1, N_{\Delta MO}}. \quad (11)$$

Следует отметить, что:

– компенсация выполняется относительно «нулевого» фильтра ДПФ;

– при определении верхней границы $N_{\Delta MO}$ необходимо руководствоваться реальным диапазоном частот, в котором требуется выполнить компенсацию. В случае, когда N_{FT} является четным числом, максимальное значение $N_{\Delta MO} = \frac{N_{FT}}{2} - 1$;

– разностный спектр не дает напрямую правильный знак доплеровской частоты принятого сигнала. Однако выполнение специальной обработки позволяет восстановить знак доплеровской частоты сигнала от малоскоростного объекта.

Алгоритм обработки разностного спектра с восстановлением знаков доплеровских частот полезного сигнала разработан авторами данной статьи и будет представлен в отдельной публикации.

Результаты проверки эффективности компенсации боковых лепестков спектра мешающих отражений и выделения сигналов, отраженных от малоскоростных объектов с малой эффективной отражающей поверхностью

Естественным условием наблюдения сигнала объекта является приемлемое (десятки) отношение сигнал/шум, причем в качестве шума предполагаются внутренний шум (приемника или сумма внутреннего и внешнего шумов). Реализация данного условия реалистична – для этого требуется увеличение мощности зондирующего сигнала и коэффициента усиления антенны.

Проверка эффективности проведена на основе моделирования при следующих общих условиях: частота повторения зондирующих сигналов $F_r = 5000$ Гц; длительность времени наблюдения $T_n = 0,5$ с; дискретное преобразование Фурье с числом фильтров $N_{FT} = 5000$ и интервалом расстановки фильтров $\Delta F = \frac{F_r}{N_{FT}} = 1,0$ Гц; доплеровская частота мешающих отражений от местного предмета равна нулю, а доплеровская частота отраженного сигнала $f_{ds} = 5,0$ Гц.

На рис. 4, 5 представлены энергетические спектры сигналов, полученные на выходах фильтров ДПФ, при соотношении амплитуды отраженного сигнала к амплитуде мешающих отражений на входе нормированного ДПФ $\frac{A_s}{A_{MO}} = 0,1$ и отсутствии весового «окна».

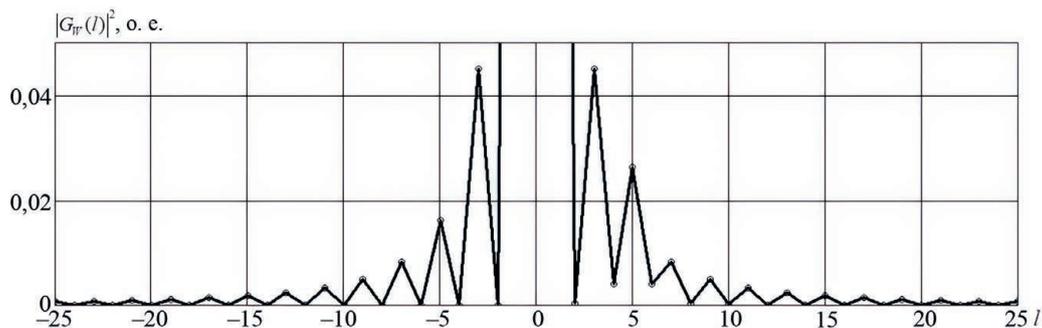


Рис. 4. Спектр принятого сигнала в области боковых лепестков при отсутствии весового «окна» (максимум мешающих отражений 1,0 о. е. в фильтре с $l = 0$, отраженный сигнал в фильтре с $l = 5$)

Fig. 4. The spectrum of the received signal in the region of the side lobes in the absence of a weight “window” (maximum interfering reflections 1,0 relative units in the filter with $l = 0$, reflected signal in the filter with $l = 5$)

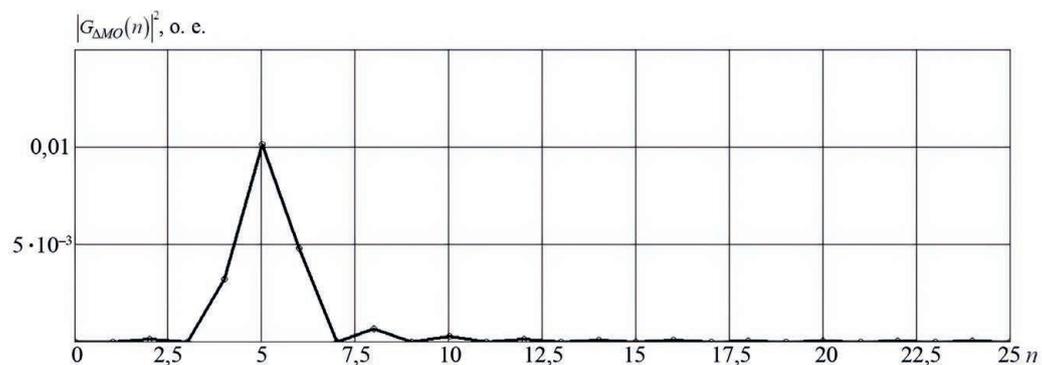


Рис. 5. Квадраты модулей комплексных амплитуд разностного спектра при отсутствии весового «окна»

Fig. 5. Squares of moduli of complex amplitudes of difference spectrum in the absence of a weight “window”

Анализ результатов, представленных на рис. 4, 5, показывает следующее:

– отношение сигнал/помеха после ДПФ, сформированное по сигналам в фильтрах с номерами $l = 5$ и $l = -5$, составляет $\rho \cong 0,625$;

– отношение сигнал/помеха после компенсации боковых лепестков составляет $\rho > 10$, так как боковыми лепестками в разностном спектре являются боковые лепестки отраженного сигнала.

На рис. 6, 7 представлены энергетические спектры сигналов при соотношении амплитуды отраженного сигнала к амплитуде мешающих отражений на входе нормированного ДПФ $A_s/A_{MO} = 0,001$ и использовании весового «окна» Хэмминга.

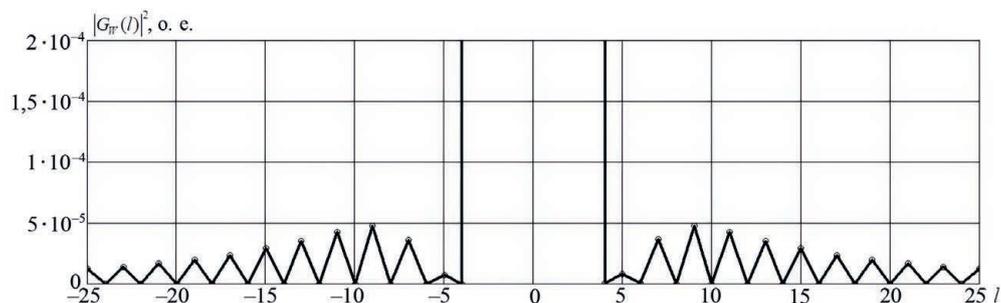


Рис. 6. Спектр принятого сигнала в области боковых лепестков с использованием весового «окна» (максимум мешающих отражений 1,0 о. е. в фильтре с $l = 0$, отраженный сигнал в фильтре с $l = 5$)

Fig. 6. Received signal spectrum in the side-lobe region using a weighting “window” (maximum interfering reflections 1.0 relative units in the filter with $l = 0$, reflected signal in the filter with $l = 5$)

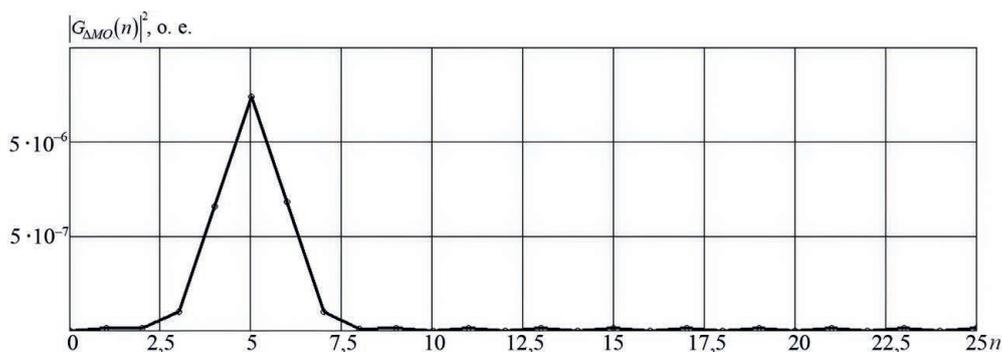


Рис. 7. Квадраты модулей комплексных амплитуд разностного спектра с использованием весового «окна»

Fig. 7. Squares of moduli of complex amplitudes of difference spectrum using a weighting “window”

Анализ результатов, представленных на рис. 6, 7, показывает следующее:

– отношение сигнал/помеха после ДПФ, сформированное по сигналам в фильтрах с номерами $l = 5$ и $l = -5$, составляет $\rho \ll 1$. Отраженный сигнал не виден на фоне боковых лепестков;

– отношение сигнал/помеха после компенсации боковых лепестков – $\rho > 100$.

Заключение

1. Математическое описание временной структуры мешающих отражений от местного предмета указывает на упорядоченность и когерентность спектральной структуры мешающих отражений в области боковых лепестков. Это позволяет совершенно по-новому взглянуть на проблему обнаружения малоскоростных и малозаметных объектов, отраженные сигналы которых даже после когерентной междупериодной обработки маскируются боковыми лепестками спектра мешающих отражений. Разработанный способ основывается на рассмотрении боковых лепестков спектра мешающих отражений не в виде шума, традиционно определяющего предельный уровень «обеливания фона», а на когерентной спектральной структуре, поддающейся дальнейшей компенсации с выделением полезных сигналов.

2. Предлагаемый способ основан на формировании спектра принятого сигнала путем дискретного преобразования Фурье, коррекции фазовых сдвигов спектральных составляющих мешающих отражений от местных предметов в соответствии с длительностью пачки принятых сигналов и на вычитании спектральных составляющих левой части спектра из соответствующих спектральных составляющих правой его части. Алгоритм обработки разностного спектра

для восстановления знаков доплеровских частот полезного сигнала разработан авторами данной статьи и будет представлен в отдельной публикации.

3. Способ не требует специального устройства когерентной компенсации мешающих отражений. Наоборот, именно исключение традиционного устройства когерентной компенсации мешающих отражений от местных предметов, формирующего зону режекции, позволяет обеспечить условия для обнаружения объектов, движущихся со сверхмалой скоростью.

4. Предполагается, что способ может быть особенно эффективен в самой сложной ситуации – при выделении сигналов, отраженных от малоскоростных и малозаметных объектов (например, зависающих или медленно летящих квадрокоптеров), на фоне интенсивных мешающих отражений от металлоконструкций и зданий.

5. Важно отметить, что эффективность способа снижается по мере увеличения ширины спектра флуктуаций мешающих отражений, например, от различной растительности (лес, кустарник, трава), при порывистом ветре.

Список литературы

1. Бакулев, П. А. Радиолокационные методы селекции движущихся целей / П. А. Бакулев. М.: Оборонгиз, 1958.
2. Справочник по радиолокации. В 4-х т. / Пер. с англ.; под общ. ред. К. Н. Трофимова. М.: Сов. радио, 1978. Т. 3. Радиолокационные устройства и системы.
3. Охрименко, А. Е. Основы радиолокации и радиоэлектронной борьбы. Ч. 1. Основы радиолокации / А. Е. Охрименко. М.: Воениздат, 1983.
4. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. М.: Радио и связь, 1986.
5. Баскаков, С. И. Радиотехнические цепи и сигналы. Изд. 3-е / С. И. Баскаков. М.: Высш. шк., 2000.
6. Гейстер, С. Р. Весовая обработка принятого сигнала в условиях мешающих отражений / С. Р. Гейстер, М. М. Музычин // Наука и военная безопасность. 2021. Т. 68, № 2. С. 25–30.

References

1. Bakulev P. A. (1958) *Radar Methods of Moving Target Detection*. Moscow, Oborongiz Publ. (in Russian).
2. *Radar Handbook. Vol 3. Radar Devices and Systems*. (1978) Transl. from eng., ed. K. N. Trophimov. Moscow, Sovetskoe Radio Publ. (in Russian).
3. Okhrimenko A. E. (1983) *Basics of Radar and Electronic Warfare. Part 1. Basics of Radar*. Moscow, Voenizdat Publ. (in Russian).
4. Bakulev P. A., Stepin V. M. (1986) *Methods and Devices for Moving-Target Indication*. Moscow, Radio i Svyaz (in Russian).
5. Baskakov S. I. (2000) *Radio Circuits and Signals, 3rd ed*. Moscow, Vysshaya Shkola Publ. (in Russian).
6. Heister S. R., Muzychin M. M. (2021) Weight Processing of the Received Signal Under Interfering Reflections. *Science and Military Security*. 68 (2), 25–30 (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Гейстер С. Р., д. т. н., профессор, г. н. с. ОАО «АЛЕВКУРП»

Кириченко В. В., с. н. с. ОАО «АЛЕВКУРП»

Адрес для корреспонденции

223027, Республика Беларусь,
Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с,
д. Королёв Стан, ул. Московская, 1а, ком. 17
ОАО «АЛЕВКУРП»
Тел.: +375 29 760-86-71
E-mail: hsr_aero1960@mail.ru
Гейстер Сергей Романович

Information about the authors

Heister S. R., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Chief Researcher at JSC “ALEVKURP”

Kirychenka V. V., Senior Researcher at JSC “ALEVKURP”

Address for correspondence

223027, Republic of Belarus,
Minsk Region, Minsk District, Borovlyansky S/S,
Korolev Stan Village, Moscow St., 1a, room 17
JSC “ALEVKURP”
Tel.: +375 29 760-86-71
E-mail: hsr_aero1960@mail.ru
Heister Sergey Romanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-50-58>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.218:614.89.086.5

ОЦЕНКА ВКЛАДА ИЗЛУЧЕНИЙ ПОЛЬЗОВАТЕЛЬСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ В АНТРОПОГЕННЫЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ ФОН, СОЗДАВАЕМЫЙ СИСТЕМАМИ МОБИЛЬНОЙ (СОТОВОЙ) СВЯЗИ

В. И. МОРДАЧЕВ

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

Поступила в редакцию 09.02.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Декларируемое увеличение пространственной плотности излучающих периферийных (пользовательских, оконечных и т. п.) устройств (ПУ) мобильной связи до 0,1 ПУ/м² в сетях 4G (LTE), до 1,0 ПУ/м² в сетях 5G (NR) и до 10 ПУ/м² в перспективных сетях 6G может быть причиной недопустимого роста электромагнитного фона и соответствующих вынужденных рисков для здоровья населения. Предложена методика оценки вклада излучений этих устройств в уровень антропогенного электромагнитного фона, создаваемого системами мобильной (сотовой) связи. Методика основана на анализе электромагнитной нагрузки на территорию, создаваемой стационарными и подвижными источниками излучения систем мобильной связи и определяемой территориальной плотностью мобильного трафика, его асимметрией в нисходящей и восходящей передаче данных, степенью концентрации ПУ в окрестности точки наблюдения, спектральной эффективностью радиоканалов мобильной связи, размерами зоны обслуживания базовых станций и рядом других характеристик. Приведены расчетные данные, свидетельствующие о том, что в местах концентрации излучающих ПУ образуемая ими составляющая электромагнитного фона может оказаться преобладающей, многократно превышая вклад излучений базовых станций и определяя фактический уровень вынужденных рисков для здоровья населения, что требует учета в системе их гигиенического нормирования.

Ключевые слова: мобильная связь, 4G, 5G, базовая станция, периферийное устройство, электромагнитное излучение, территориальная плотность трафика, вынужденные риски для здоровья.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мордачев, В. И. Оценка вклада излучений пользовательского оборудования в антропогенный электромагнитный фон, создаваемый системами мобильной (сотовой) связи / В. И. Мордачев // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 50–58. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-50-58>.

ASSESSMENT OF THE CONTRIBUTION OF RADIATIONS OF USER EQUIPMENT TO THE ANTHROPOGENIC ELECTROMAGNETIC BACKGROUND CREATED BY MOBILE (CELLULAR) COMMUNICATIONS

VLADIMIR I. MORDACHEV

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

Submitted 09.02.2023

Abstract. The declared increase in spatial density of user (terminal, peripheral, etc.) radiating equipment (UE) of mobile communications up to 0.1 UE/m² in 4G (LTE) networks, up to 1.0 UE/m² in 5G (NR) networks and up to 10 UE/m² in promising 6G networks may cause an unacceptable increase in electromagnetic background and in corresponding forced risks to public health. The paper proposes a method for assessing the contribution

of UE radiations to the level of anthropogenic electromagnetic background created by mobile communications. This method is based on the analysis of the electromagnetic loading on the area created by stationary and mobile radiation sources of mobile communications and determined by the area density of mobile traffic, its asymmetry in downlink and uplink data transmission, the degree of UE concentration in the observation point vicinity, the radio channels spectral efficiency, the size of base stations service areas and other characteristics. The calculated data are given, indicating that in places of UE concentration, the component of electromagnetic background formed by UE radiations may be predominant, many times exceeding the contribution of base station radiations, and determining the actual level of forced risks to public health, which requires consideration in the system of their hygienic rationing.

Keywords: mobile communications, 4G, 5G, base station, peripheral equipment, electromagnetic radiation, area traffic capacity, forced health risks.

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

For citation. Mordachev V. I. (2023) Assessment of the Contribution of Radiations of User Equipment to the Anthropogenic Electromagnetic Background Created by Mobile (Cellular) Communications. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 50–58. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-50-58> (in Russian).

Введение

Принято считать, что радиочастотные электромагнитные поля (РЧ ЭМП) излучающих периферийных устройств (ПУ) мобильной (сотовой) связи (МС), используемых для телефонной связи и мобильного интернета (передачи данных), являются источником добровольных рисков для здоровья населения. Этот вид рисков ограничивается гигиеническим нормативом, на порядок менее жестким по сравнению с действующими нормами – 10 мкВт/см², ограничивающими вынужденные риски для здоровья населения с учетом опасности отдаленных негативных последствий воздействия этого антропогенного физического фактора. Однако результаты моделирования электромагнитной обстановки (ЭМО) [1], создаваемой в условиях города излучениями базовых станций (БС) и ПУ МС стандарта GSM (2G), свидетельствуют о том, что при локальном территориальном группировании ПУ, особенно в местах затенения БС элементами городской застройки, уровни составляющей электромагнитного фона (ЭМФ), создаваемой излучениями ПУ, могут существенно превышать уровни составляющей ЭМФ, создаваемой излучениями БС, и быть основным источником вынужденных рисков для здоровья населения от ЭМП МС. Поэтому следует ожидать, что декларируемое значительное увеличение пространственной плотности излучающих ПУ в сетях МС 4G/5G/6G при приемлемых уровнях добровольных рисков для здоровья ее пользователей может быть причиной недопустимого роста вынужденных рисков для здоровья населения в местах с высокой пространственной плотностью ПУ МС.

Цель исследований автора – оценка вклада излучений ПУ пользователей МС в интенсивность ЭМФ, создаваемого излучениями ПУ и БС перспективных систем МС, и необходимости его учета при оценке вынужденных рисков для здоровья населения.

Основные определения и соотношения

1. Под интенсивностью Z_{Σ} [Вт/м²] радиочастотного ЭМФ в точке наблюдения (ТН) понимается скалярная сумма некоторого множества N значений плотности потока мощности Z_n [Вт/м²], $n \in [1, N]$, РЧ ЭМП, создаваемых источниками, расположенными в зоне их радиовидимости из ТН:

$$Z_{\Sigma} = \sum_{n=1}^N Z_n. \quad (1)$$

2. Источниками РЧ ЭМП являются стационарные БС и мобильные ПУ (UE – user’s equipment, пользовательское оборудование) систем МС. Модель их пространственного размещения изображена на рис. 1. В приведенном на рисунке варианте ПУ представляют собой мобильные телефоны, располагаемые у головы человека, однако в качестве ПУ могут рассматриваться любые периферийные устройства, высота которых H_{UE} над земной поверхностью примерно соответствует высоте H_{OP} ТН. Рассматриваются сценарии, когда высоты H_{BS} антенн БС над земной поверхностью существенно превышают высоты размещения над поверхностью ПУ и ТН: $H_{BS} \gg h \approx H_{OP} \approx H_{UE}$. ТН располагается на высоте 1–2 м над земной поверхностью (в пределах человеческого роста), при сотовой структуре радиосети радиус R_{max} зоны обслуживания БС соответствует размерам сайта.

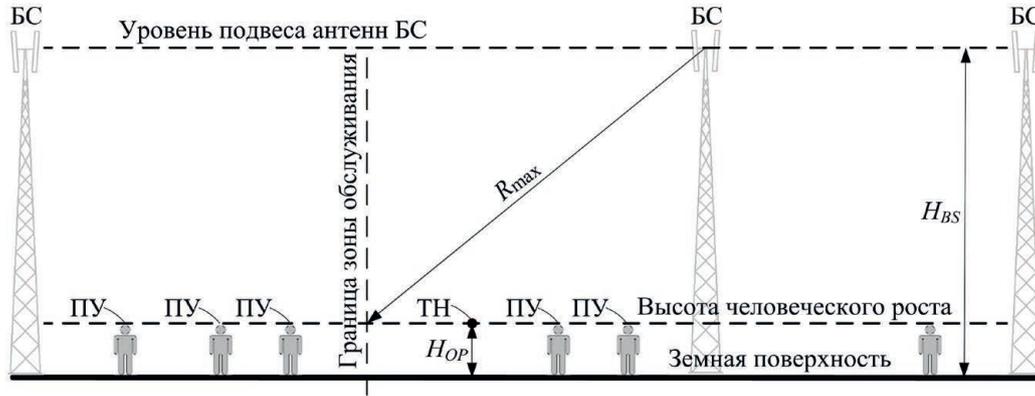


Рис. 1. Модель пространственного распределения периферийных устройств и базовых станций:

БС – базовая станция; ПУ – периферийное устройство; ТН – точка наблюдения

Fig. 1. Model of spatial distribution of peripheral devices and base stations:

BS – base station; PD – peripheral device; OP – observation point

3. Под средней электромагнитной нагрузкой на территорию (ЭМНТ) B_{TBS} [Вт/м²], создаваемой множеством БС МС, понимается средняя территориальная плотность суммарной мощности их РЧ ЭМП, достигающей земной поверхности [2, 3]. Поскольку главные лепестки диаграмм направленности антенн БС, как правило, наклонены вниз под углом к горизонту, и основная часть излучаемой мощности БС достигает земной поверхности, в качестве ЭМНТ, создаваемой множеством БС, может быть принята средняя суммарная мощность излучений БС (сумма значений параметра TRP БС, определенного в CEPT Report 67, 2018 (р. 17), приходящаяся на 1 м² территории [4]:

$$B_{TBS} = \frac{\sum_{k=1}^K P_{ek}}{S} \approx \frac{\sum_{k=1}^K TRP_k}{S}, \quad P_{ek} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_0^{\beta_m} P_k(\beta, \alpha) \sin(\beta) d\beta d\alpha, \quad \beta_m \leq \frac{\pi}{2}, \quad (2)$$

где K – число БС, распределенных равномерно по площади S ; P_{ek} – часть мощности излучения k -й БС, излучаемая ее антенной в телесный угол $\Omega \leq 2\pi$, охватывающем территорию S , за вычетом антенно-фидерных потерь; $P_k(\beta, \alpha)$ – мощность, излучаемая антенной этой БС в направлении (β, α) ; β_m – максимальный угол в вертикальной плоскости, соответствующий горизонту (граница зоны облучения); TRP_k – полная мощность излучения k -й БС.

4. Под средней ЭМНТ B_{TUE} [Вт/м²], создаваемой множеством периферийных устройств мобильных станций, понимается средняя территориальная плотность суммарной мощности их излучений. При равномерном случайном территориальном распределении и ненаправленности излучений ПУ $B_{TUE} = \rho_{UE} P_{eUE}$ (ρ_{UE} – средняя территориальная плотность излучающих ПУ, ПУ/м²; P_{eUE} – средняя мощность излучения ПУ) [3, 5].

5. Под территориальной плотностью S_{tr} [бит/с/м²] мобильного трафика информационного обслуживания понимается объем нисходящего трафика по радиоканалам БС, приходящийся на единицу площади территории [6].

6. Интенсивность ЭМФ $Z_{\Sigma BS}$ [Вт/м²], создаваемая БС в точке наблюдения вблизи земной поверхности, расположенной случайно по отношению к БС на некоторой высоте h , соответствующей высоте человеческого роста, определяется соотношениями [2, 4]:

$$Z_{\Sigma BS} = Z_{\Sigma BS1} + Z_{\Sigma BS2} \approx \frac{B_{TBS}}{2} \ln \left(\frac{4\sqrt{eh}}{\lambda} \right) \approx \frac{B_{TBS}}{2} \ln \left(\frac{6,6h}{\lambda} \right), \quad h \geq \frac{\lambda}{4}; \quad (3)$$

$$Z_{\Sigma BS1} = \frac{B_{TBS}}{2} \ln \left(\frac{4h}{\lambda} \right); \quad Z_{\Sigma BS2} = \frac{B_{TBS}}{4}, \quad (4)$$

где $Z_{\Sigma BS1}$ – составляющая интенсивности ЭМФ, создаваемая БС из ближней зоны (брейкпоинт-окрестности [7]) ТН, для которых условия распространения радиоволн (РРВ) в ТН могут быть приняты соответствующими свободному пространству, при которых напряженность РЧ ЭМП,

создаваемая БС в ТН, обратно пропорциональна расстоянию R между ними; $Z_{\Sigma BS2}$ – составляющая интенсивности ЭМФ, создаваемая БС из дальней зоны или из-за пределов брейкпоинт-окрестности ТН, для которых характерно многолучевое РРВ в ТН, при котором напряженность РЧ ЭМП базовых станций в ТН обратно пропорциональна R^2 [7].

7. Интенсивность ЭМФ, создаваемая ПУ [3–5]:

$$Z_{\Sigma UE} = Z_{\Sigma UE1} + Z_{\Sigma UE2} \approx \frac{B_{TUE}}{2} \ln \left(\frac{8\pi\sqrt{eh^2}}{\lambda^2} \right) \approx \frac{B_{TUE}}{2} \ln \left(\frac{13,2\pi h^2}{\lambda^2} \right), \quad h \geq \frac{\lambda}{2\sqrt{2\pi}}; \quad (5)$$

$$Z_{\Sigma UE1} = \frac{B_{TUE}}{2} \ln \left(\frac{8\pi h^2}{\lambda^2} \right), \quad Z_{\Sigma UE2} = \frac{B_{TUE}}{4}. \quad (6)$$

Знаки « \approx » в (3) и (5) отражают то обстоятельство, что использованная при их выводе модель РРВ [7] является моделью «наихудшего случая», отражая лишь основные закономерности процессов РРВ вблизи подстилающей поверхности, и ее точность при применении в конкретных ситуациях ограничена. Соотношение (5) получено в предположении, что ближняя зона электромагнитных излучений ПУ, в которой модель РРВ неадекватна [7], определяется окрестностью ПУ радиусом $\lambda/2$ (что соответствует известному ограничению $2D^2/\lambda$ для полуволнового вибратора длиной $D = \lambda/2$), и попадание ТН в нее исключается.

Оценки (3) и (5) не являются оценками средних значений в строго математическом смысле, хотя бы в силу пессимистического характера модели РРВ [7] и некоторого произвола в определении границ ближней (реактивной) и дальней зон излучения при выводе (5). Поэтому далее оценки (3) и (5) будем полагать условными средними значениями, что не уменьшает их практической значимости, подтверждаемой их частичной верификацией [8].

Отношение слагаемых ЭМФ (3) и (5), как и отношение их частотно-зависимых компонент $Z_{\Sigma BS1}$ и $Z_{\Sigma UE1}$, будет зависеть от длины волны λ , высоты точки наблюдения над земной поверхностью h , а также от соотношения ЭМНТ, создаваемой БС и ПУ. Компоненты ЭМФ дальней зоны и для БС, и для ПУ не зависят от частоты и определяются только создаваемой ими средней ЭМНТ в этой части территории, окружающей ТН.

Анализ (3), (5) требует предварительных оценок (прогноза) ЭМНТ B_{TBS} и B_{TUE} , создаваемой на рассматриваемой территории множеством БС и ПУ. Эти оценки могут быть выполнены как на основе анализа характеристик излучения и территориального распределения БС и ПУ (см. пп. 3, 4), так и на основе оценки (прогноза) общепринятой интегральной системной характеристики беспроводного информационного обслуживания территории – средней территориальной плотности S_{tr} мобильного трафика.

8. При равномерном распределении периферийных устройств – получателей информации по территории, если каждое ПУ принимает поток со скоростью ν [бит/с], средняя территориальная плотность мобильного трафика S_{tr} (параметр АТС (area traffic capacity) в [6]) по прямым каналам БС запишется как $S_{tr} = \rho_{UE}\nu$, и средняя ЭМНТ, создаваемая БС, составит [4, 9]

$$B_{\Sigma BS} \approx \frac{8\pi^2 k T_0 m K_N K_S L_P SNIR (K_{CC} + 1) R_{\max}^2 S_{tr}}{\lambda^2 G_0 \log_2(1 + SNIR)}, \quad CNIR = (2^{m S_{ER}} - 1), \quad (7)$$

где k – постоянная Больцмана, $1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К; T_0 – температура окружающей среды, $T_0 = 290$ К; m – отношение потенциальной и реальной спектральной эффективности радиоканалов, $m \geq 1$ (при использовании технологии ММО возможно $m \leq 1$); K_N – коэффициент шума радиоприемника; K_S – коэффициент необходимого запаса в уровне сигнала, принимаемого ПУ (от 1–3 в пикосайтах (хотспотах) до 10–100 в макросайтах) для реализации системообразующих функций (хендовера и др.); L_P – необходимый запас (до 10^3 – 10^4) на преодоление дополнительных по отношению к свободному пространству потерь при РРВ от БС к ПУ, связанных с затуханием радиоволн при входе в здания, их замираниями в «каньонах» городской застройки и другими факторами [7, 11]; K_{CC} – коэффициент, характеризующий создаваемое превышение уровнем внутрисетевой помехи уровня теплового шума; R_{\max} – радиус зоны обслуживания (сайта) БС; S_{ER} – спектральная эффективность радиоканалов БС, бит/с/Гц; G_0 – системный параметр направленности излучения БС к поверхности, примерно равный коэффициенту направленного действия (КНД) антенны БС [10].

Соотношение (7) получено при условии, что на входе радиоприемника ПУ присутствует сигнал минимально необходимого уровня, соответствующего необходимому значению защитного отношения $SNIR$ («сигнал/(шум + внутрисетевая помеха)»). Величина K_{CC} в (7) определяется качеством частотно-пространственного планирования радиосети и может принимать значения в широких пределах от 0 (внутрисетевая помеха отсутствует) до 100–1000 (при недостаточном развитии инфраструктуры радиосетей МС, низком качестве их частотно-пространственного планирования, при функционировании МС с завышенными уровнями полезного сигнала, что при кластерной пространственной топологии МС также является причиной завышенных уровней внутрисетевой помехи).

Соотношение электромагнитной нагрузки на территорию и электромагнитного фона, создаваемых базовыми станциями и периферийными устройствами

При определении соотношения средней ЭМНТ, создаваемой БС и ПУ в зоне обслуживания МС, необходимо учитывать следующее.

- Трассы РРВ от БС к ПУ и обратно совпадают, и суммы коэффициентов усиления антенн БС и ПУ на передачу и прием на этих радиолиниях можно считать одинаковыми, несмотря на некоторые различия в частотах приема/передачи. Поэтому потери передачи для этих радиолиний, включая дополнительные потери по отношению к свободному пространству, определяемые множеством факторов [11], также могут считаться одинаковыми.

- Максимальные средние мощности излучения по радиоканалу ПУ (21–24 дБм) и внешних БС (41–49 дБм) отличаются на два порядка и более [12]. Это связано с необходимостью обеспечения радиовидимости базовой станции за пределами ее зоны обслуживания для реализации хендвера с несколько худшей чувствительностью радиоприема ПУ по сравнению с БС, а также с необходимостью обеспечения более высокой скорости передачи данных от БС к ПУ по сравнению с обратным направлением. Фактическое отношение средних мощностей излучения БС и ПУ может быть еще большим при существенной асимметрии объемов трафика по нисходящим и восходящим каналам связи и с учетом наличия регулировки мощности излучения ПУ в некоторых режимах в широких пределах. Если учесть то обстоятельство, что средняя мощность излучения БС по отдельному радиоканалу может расходоваться на обеспечение связи с несколькими ПУ (например, в одном радиоканале БС GSM происходит передача данных с временным разделением для восьми ПУ, то мощность передачи одного бита информации «вниз» на порядок и более выше, чем при передаче «вверх» ($K_S \geq 10$)). В то же время для пико-БС в помещениях (Indoor Hotspot в [12]), где хендвер не требуется, отличие мощностей излучений БС и ПУ не превышает 3 дБ.

ПУ могут группироваться, в местах концентрации ПУ их территориальная плотность может превышать средний уровень на величину $K_G = 10–100$. Отношение K_T интенсивности нисходящего и восходящего трафиков, характеризующее их асимметрию, принимает разные значения, равные единице для мобильной телефонии и достигающие 10–100 для мобильного интернета [13]. В результате средняя ЭМНТ, создаваемая излучениями ПУ в окрестности некоторой ТН у земной поверхности, будет определяться соотношением

$$B_{TUE} \approx \frac{B_{TBS} K_G}{K_S K_T}. \quad (8)$$

Таким образом, интенсивность совокупного ЭМФ, образуемого излучениями и БС, и ПУ в некоторой рассматриваемой полосе частот МС, определится соотношением

$$Z_\Sigma = Z_{\Sigma BS} + Z_{\Sigma UE} = \frac{B_{TBS}}{2} \ln \left(\frac{4\sqrt{eh}}{\lambda} \right) + \frac{B_{TBS} K_G}{2K_S K_T} \ln \left(\frac{8\pi\sqrt{eh^2}}{\lambda^2} \right). \quad (9)$$

Соотношение (8) справедливо для традиционной кластерной структуры сетей МС с использованием обычных антенн БС со статическими секторными диаграммами направленности, при которых локальное увеличение территориальной плотности ПУ и восходящего трафика не приводит к заметному изменению пространственной структуры ЭМФ (5), создаваемого излучениями БС. Иное имеет место в сетях МС, использующих в БС активные фазированные антенные решетки (АФАР) с динамическим адаптивным формированием узких лучей в направлении на каждое обслуживаемое ПУ (АФАР Massive MIMO, режим Beamforming). В этих сетях территориальная

концентрация ПУ сопровождается соответствующим адаптивным ростом уровня АТС и интенсивности ЭМФ (5), создаваемого излучениями этих БС, что может рассматриваться как эквивалентное локальное увеличение территориальной плотности беспроводного трафика и БС ($K_G \rightarrow 1$) и делает вклад (6) излучений ПУ в местах их концентрации в суммарный уровень ЭМФ незначительным.

9. Поскольку для реализации систем и услуг 4G/5G выделено множество J (несколько десятков) полос частот в диапазонах ультравысоких, сверхвысоких и крайне высоких частот, полная интенсивность ЭМФ РЧ $Z_{\Sigma j}$, создаваемая системами МС, должна определяться суммированием $Z_{\Sigma j}$ каждой из них

$$Z_{\Sigma J} = \sum_{j=1}^J Z_{\Sigma j}. \quad (10)$$

Вклад каждой полосы частот будет связан с соответствующими вкладами ЭМНТ B_{TBSj} и B_{TUEj} в суммарную ЭМНТ (7), (8), создаваемую всеми БС и ПУ на рассматриваемой территории, и определяться соответствующими этой полосе частот значениями параметров λ_j , S_{irj} , R_{maxj} , m_j , $SNIR_j$ (m_j , S_{ERj}), K_{Gj} , K_{Sj} , L_{Pj} , K_{CCj} , G_{0j} .

Расчетные данные и их обсуждение

Графические зависимости на рис. 2, 3 позволяют оценить степень реалистичности оценок, получаемых с использованием приведенных выше соотношений, на основании расчетных оценок уровней ЭМФ, создаваемого действующими системами МС GSM-1800 (2G).

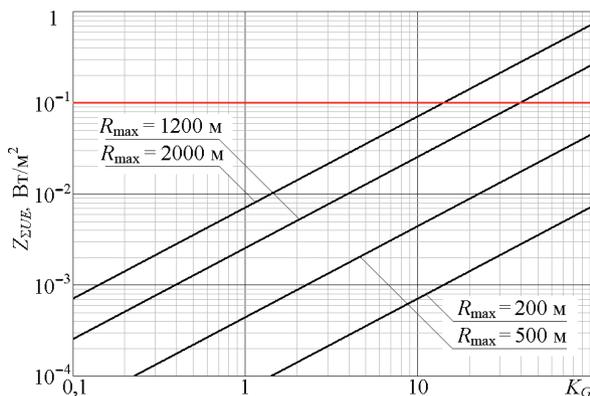


Рис. 2. Зависимости уровня электромагнитного фона, создаваемого излучениями периферийных устройств GSM-1800, от степени их группирования в окрестности точки наблюдения

Fig. 2. Dependences of the level of electromagnetic background generated by the emissions of GSM-1800 peripheral devices on the degree of their grouping in the vicinity of observation point

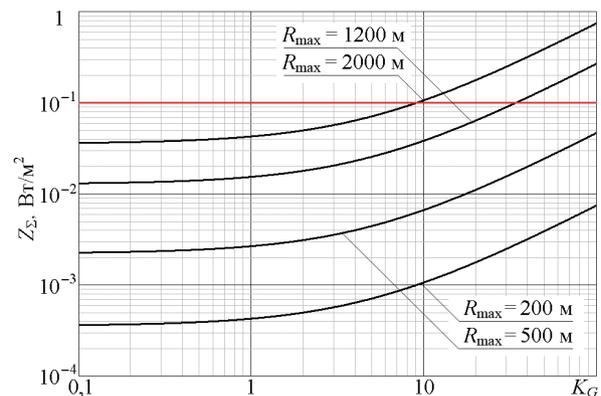


Рис. 3. Зависимости суммарного уровня электромагнитного фона, создаваемого излучениями периферийных устройств и базовых станций GSM-1800, от степени их группирования

Fig. 3. Dependences of the total level of the electromagnetic background created by the radiation of peripheral devices and GSM-1800 base stations on the degree of their grouping

На рис. 2 приведены расчетные зависимости (5) условного среднего уровня (далее – уровень) ЭМФ, создаваемого излучениями мобильных телефонов GSM-1800 ($\lambda = 0,17$ м), от степени их группирования в окрестности ТН при различных размерах сайтов сотовой радиосети, соответствующих городским микросайтам в местах с высокой плотностью населения ($R_{max} = 200$ м), микросайтам среднеэтажной городской застройки ($R_{max} = 500$ м), пригородным макросайтам ($R_{max} = 1200$ м) и макросайтам сельской местности ($R_{max} = 2000$ м). Горизонтальная линия $0,1$ Вт/м² (10 мкВт/см²) на рис. 2–5 соответствует предельно допустимому уровню РЧ ЭМП, принятому во многих странах в качестве гигиенического норматива. Расчеты выполнены при типовых значениях параметров, входящих в соотношения (7), (8): $K_S = 10$, $L_P = 10^4$, $SNIR = 100$ (20 дБ), $K_{CC} = 10$, $S_{ir} = 100$ бит/с/м², $G_0 = 50$ (17 дБ), $m = 2,42$ [9], $K_T = 1$.

При оценке степени адекватности представленных на рис. 2 данных следует иметь в виду, что АТС, создаваемая системами GSM-1800, относительно мала. Так, при территориальной плот-

ности ПУ 10^4 ПУ/км², удельной интенсивности трафика 0,05–0,08 Эрл (относительное число ПУ в активном режиме) и скорости передачи данных в канале GSM 2¹⁵ бит/с АТС оказывается равной всего $S_{tr} = 16–26$ бит/с/м².

Уровни АТС, создаваемые системами GSM в местах с высокой плотностью населения, не превышают 10^2 бит/с/м² и могут приближаться к 10^3 бит/с/м² только в местах массового скопления пользователей МС (бизнес- и торговые центры, стадионы и т. п.). При ухудшении качества частотно-территориального планирования сети (увеличении K_{CC} до 30–50 и более, что в сетях GSM не редкость) зависимости на рис. 2 соответственно перемещаются вверх в области $S_{tr} \leq 10^2$ бит/с/м², оставаясь несколько ниже уровня 0,1 Вт/м², что в целом согласуется с данными об уровнях ЭМФ в различных странах в периоды преобладания технологий 2G МС [8].

На рис. 3 для тех же исходных данных приведены расчетные зависимости (9) интенсивности ЭМФ, создаваемого и БС, и ПУ GSM-1800, от коэффициента группирования ПУ. Их анализ свидетельствует о том, что локальное группирование ПУ может быть причиной существенного увеличения интенсивности ЭМФ, создаваемого системами МС, вплоть до опасного уровня, что согласуется с результатами [1] и является существенным фактором, влияющим на уровень вынужденных рисков для здоровья населения (что в настоящее время существующими системами защиты населения не учитывается).

На рис. 4 приведены расчетные зависимости (9) уровня ЭМФ, создаваемого излучением ПУ и БС пикосайтов 5G со слабнонаправленными антеннами БС ($G_0 = 5$ дБи, $R_{max} = 20$ м [14]) при $S_{tr} = 10^7$ бит/с/м², от степени группирования ПУ в окрестности ТН при различных рабочих частотах в диапазонах FR1 и FR2. Частоты 2,4 и 5,25 ГГц диапазона FR1 широко используются в действующих сетях Wi-Fi, частоты 24,25 и 52,6 ГГц соответствуют верхней и нижней границам диапазона FR2, а частота 70 ГГц рекомендована [14]. Расчеты выполнены при типовых значениях параметров, входящих в соотношения (7)–(9): $K_S = 10$, $L_P = 10$, $K_T = 10$, $SNIR = 100$ (20 дБ), $K_{CC} = 10$, $m = 1$. Линия 10 Вт/м² (1000 мкВт/см²) на рис. 4, 5 соответствует корпоративным рекомендациям ICNIRP, учитывающим лишь тепловое воздействие РЧ ЭМП на биоткани.

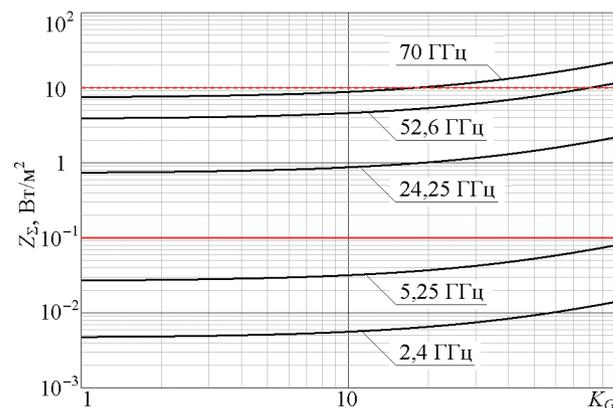


Рис. 4. Зависимости уровня электромагнитного фона, создаваемого излучениями периферийных устройств и базовых станций пикосайтов 5G ($R_{max} = 20$ м) со слабнонаправленными антеннами базовых станций, от степени их группирования

Fig. 4. Dependences of the level of electromagnetic background generated by the radiation of peripheral devices and base stations of 5G picosites ($R_{max} = 20$ m) with weakly directional base station antennas on the degree of their grouping

Анализ кривых на рис. 4 свидетельствует о том, что пространственное группирование ПУ, функционирующих в режиме передачи данных в условиях высокой плотности мобильного трафика, может быть причиной относительно небольшого увеличения суммарной интенсивности ЭМФ на 1–3 дБ, что объясняется существенной асимметрией нисходящего и восходящего трафиков. При этом использование в хотспотах рабочих частот диапазона FR1 обеспечивает их функционирование, безопасное для населения. Использование же в этих сценариях 5G рабочих частот миллиметрового диапазона в сочетании со слабнонаправленными антеннами БС хоть и является приемлемым с корпоративной точки зрения, однако представляет опасность для населения в силу того, что при $S_{tr} = 10^7$ бит/с/м², декларируемом для 5G, следует ожидать превышения предельно

допустимого уровня 10 мкВт/см^2 над уровнем создаваемого ЭМФ на один-два порядка. Из (7) следует, что безопасность хотспотов с плотностью беспроводного трафика более 10^5 бит/с/м^2 в диапазоне FR2 может быть обеспечена только за счет многоэлементных АФАР пико-БС с динамическим формированием узких лучей для каждого пользователя.

На рис. 5 приведены расчетные зависимости (9) уровня ЭМФ, создаваемого излучениями ПУ и БС пикосайтов 5G ($R_{\text{max}} = 20 \text{ м}$) с АФАР миллиметрового диапазона, от плотности беспроводного трафика при рабочих частотах, соответствующих нижней и верхней границам диапазона FR2, и двух значениях КНД АФАР – $G_0 = 25$ (14 дБи) и $G_0 = 500$ (27 дБи). Расчеты выполнены при $K_G = 1$ (режим Beamforming), $K_T = 100$ и типовых значениях параметров в соотношениях (7)–(9), соответствующих рис. 4.

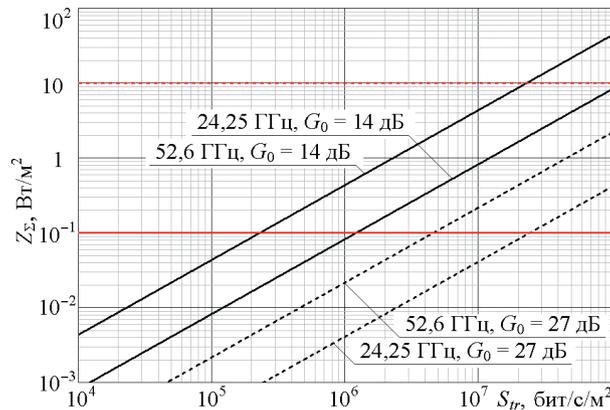


Рис. 5. Зависимости уровня электромагнитного фона, создаваемого излучениями периферийных устройств и базовых станций пикосайтов 5G с активными фазированными антенными решетками, от плотности беспроводного трафика в диапазоне FR2 при различных коэффициентах направленного действия активных фазированных антенных решеток

Fig. 5. Dependences of the level of electromagnetic background generated by the radiation of peripheral devices and base stations of 5G picosites with active phased antenna arrays on the density of wireless traffic in the FR2 range at different directivity coefficients of active phased array antennas

Анализ рис. 5 позволяет сделать вывод, что в хотспотах МС, реализуемых в соответствии со сценариями [14], достижение территориальной плотности мобильного трафика 10^7 бит/с/м^2 , декларируемой для систем 5G, при безопасных для населения средних уровнях ЭМФ возможно на рабочих частотах, соответствующих нижней границе диапазона FR2, при КНД лучей АФАР 24–27 дБи, что может быть обеспечено применением БС с многоэлементными АФАР с динамическим адаптивным формированием узких лучей в направлении на каждую обслуживаемую ПУ, а безопасная реализация этих сценариев на частотах, соответствующих верхней границе диапазона FR2, проблематична в силу необходимости обеспечения КНД лучей АФАР ≥ 30 дБи.

Заключение

1. Соотношения (5)–(10) основаны на использовании упрощенной модели системы мобильной связи, идеализированных моделей излучения и пространственного размещения базовых станций и излучающих периферийных устройств, а также на эмпирической модели распространения радиоволн наихудшего случая, отражающих лишь основные закономерности формирования радиочастотных электромагнитных полей в присутствии множества пространственно распределенных источников электромагнитных излучений. Тем не менее получаемые с их помощью оценки близки к реальности, что подтверждается зависимостями на рис. 2, 3.

2. В местах скопления пользователей мобильной связи составляющая электромагнитного фона, образуемая излучениями их абонентских терминалов мобильной телефонной связи и интернета, может оказаться преобладающей, многократно превышая интенсивность электромагнитного фона, создаваемого излучениями базовых станций и определяя фактический уровень вынужденных рисков для здоровья населения, что, по-видимому, требует учета в системе их гигиенического нормирования.

3. Реализация сценариев 5G [12, 14] в местах локального скопления пользователей мобильной связи (сценарии Indoor Hotspot) с использованием беспроводных технологий миллиметрового диапазона и слабонаправленных антенн ($G_0 = 5$ дБи) с удовлетворением действующих гигиенических ограничений невозможна, и поэтому не имеет видимых преимуществ по сравнению с использованием полос частот диапазона FR1. Безопасная реализация этих сценариев в диапазоне FR2 возможна лишь при использовании базовых станций с многоэлементными активными фазированными антенными решетками Massive MIMO в режиме Beamforming, а также при сокращении до 20 м размеров зоны обслуживания этих базовых станций (точек доступа) в соответствии с [14], ограничении уровней АТС при использовании верхней части диапазона FR2 и реализации мер системного характера, обеспечивающих уменьшение уровней соканальных помех.

Список литературы / References

1. Svistunov A. S. (2018) Estimation of Electromagnetic Background Level Created by Base and Mobile Stations of Cellular Radionetworks in Urban Area with High Density of Population. *Doklady BGUIR*. (6), 26–31 (in Russian).
2. Mordachev V. I. (2012) Terrestrial Electromagnetic Loading Created by Electromagnetic Radiations of Cellular Base Stations. *Doklady BGUIR*. (6), 116–123 (in Russian).
3. Mordachev V. I. (2012) Electromagnetic Filling on the Territory, Created by User's Stations of Cellular Communications. *Doklady BGUIR*. (7), 25–33 (in Russian).
4. Mordachev V. (2021) Electromagnetic Background Generated by Mobile (Cellular) Communications. *Proc. of the Asia Pacific Int. Symp. on "EMC APEMC 2021", Bali-Indonesia, Sept. 27–30*. 37–40.
5. Mordachev V. (2017) System-Level Estimation of Prevailing Levels of EM Fields of Mobile Phones Considering Near-Field Zone Limitations of their Antennas. *Proc. of the Int. Symp. "EMC Europe 2017", Angers, France, Sept. 4–8*. (64), 6.
6. IMT Vision – Framework and Overall Objectives of the Future Development of IMT for 2020 and Beyond. *Rec. ITU-R. M.2083*.
7. Propagation Data and Prediction Methods for the Planning of Short-Range Outdoor Radiocommunication Systems and Radio Local Area Networks in the Frequency Range 300 MHz to 100 GHz. *Rec. ITU-R P.1411*.
8. Mordachev V. (2020) Verification of Worst-Case Analytical Model for Estimation of Electromagnetic Background Created by Mobile (Cellular) Communications. *Proc. of the Int. Symp. "EMC Europe 2020", Rome, Italy, Sept. 23–25*.
9. Mordachev V. I. (2019) Estimation of Intensity of Electromagnetic Background, Created by Wireless Systems of Public Information Services, on the Base of Forecast of Traffic Terrestrial Density. *Doklady BGUIR*. (2), 39–49 (in Russian).
10. Mordachev V. I., Tsyanyan D. A. (2022) Influence of Spatial Selectivity of Radiation of Base Stations on the Level of Electromagnetic Background Created by Mobile Communications. *Doklady BGUIR*. 20 (7), 56–64.
11. The Concept of Transmission Loss for Radio Links. *Rec. ITU-R.341*.
12. Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-Advanced. *Rep. ITU-R M.2135*.
13. *Ericsson Mobility Reports. 2011–2022*. Available: <https://www.ericsson.com/en/reports-and-papers/mobility-report/reports> (Accessed 11 October 2022).
14. Guidelines for Evaluation of Radio Interface Technologies for IMT-2020. *Report ITU-R M.2412*.

Сведения об авторе

Мордачев В. И., к. т. н., доцент, вед. сотрудник научно-исследовательской лаборатории электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств 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 17 293-84-38
E-mail: mordachev@bsuir.by
Мордачев Владимир Иванович

Information about the author

Mordachev V. I., Cand. of Sci., Associate Professor, Leading Researcher at the Research Laboratory of Electromagnetic Compatibility of Radioelectronic Equipment of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-84-38
E-mail: mordachev@bsuir.by
Mordachev Vladimir Ivanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-59-67>

Original paper

UDC 621.396.6

PARAMETER OPTIMIZATION OF NOISE-REDUCTION FILTERS OF HI-PERFORMANCE POWER SUPPLIES

ANASTASIA A. SHMELKOVA¹, VLADIMIR V. ANDREEV¹, VLADIMIR E. DRACH²

¹*Kaluga Branch of Moscow State Technical University named after N. E. Bauman (Kaluga, Russian Federation)*

²*Sochi State University (Sochi, Russian Federation)*

Submitted 18.04.2023

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023

Abstract. For a noise-reduction filter, the parameters of the manufactured device often do not fit the expected parameters during development, what is caused by the spread of the parameters of the electronic components or their parasitic parameters, as well as due to the presence of its own capacitance and inductance of the frequency response assembly. In this article, the influence of parasitic parameters of components and fasteners on the filter frequency response is considered. Utilizing the electronic simulator software, the filter parameters were modeled in the frequency range from 10 kHz to 1 GHz. Based on the simulation results, recommendations were given for optimizing the filter mounting elements and changing the inductance of low-frequency chokes.

Keywords: noise-reduction filter, parasitic parameters, frequency response, modelling.

For citation. Shmelkova A. A., Andreev V. V., Drach V. E. (2023) Parameter Optimization of Noise-Reduction Filters of Hi-Performance Power Supplies. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 59–67. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-59-67>.

ОПТИМИЗАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ШУМОПОДАВЛЕНИЯ ФИЛЬТРОВ ВЫСОКОПРОИЗВОДИТЕЛЬНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПИТАНИЯ

А. А. ШМЕЛЬКОВА¹, В. В. АНДРЕЕВ¹, В. Е. ДРАЧ²

¹*Калужский филиал Московского государственного технического университета имени Н. Э. Баумана
(г. Калуга, Российская Федерация)*

²*Сочинский государственный университет (г. Сочи, Российская Федерация)*

Поступила в редакцию 18.04.2023

Аннотация. Параметры готового электронного изделия могут не соответствовать расчетным, что обусловлено, например, неучтенными паразитными связями. По этой причине при конструировании помехоподавляющих фильтров эффективность фильтрации может быть занижена по сравнению с ожидаемой. Проведено моделирование изменения амплитудно-частотной характеристики фильтра, обусловленное влиянием паразитных параметров компонентов и элементов механического крепежа, в диапазоне частот от 10 кГц до 1 ГГц. Предложены рекомендации по модификации элементов механического крепления и оптимизации параметров дросселей низкой частоты.

Ключевые слова: помехоподавляющий фильтр, паразитные параметры, амплитудно-частотная характеристика, моделирование.

Для цитирования. Шмелькова, А. А. Оптимизация параметров шумоподавления фильтров высокопроизводительных источников питания / А. А. Шмелькова, В. В. Андреев, В. Е. Драч // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 59–67. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-59-67>.

Introduction

A noise-reduction filter is required for pulsed power supplies to protect the supply lines of the primary and secondary circuits from high-frequency interference generated by a pulsed transformer. This filter must protect against both in-phase and antiphase interference at the same time. In-phase interference is formed between the supply line and the common wire of the circuit, and antiphase interference is formed between two wires of the circuit. The parameters of the developed and manufactured device often do not meet the expected ones, what is caused by the spread of the parameters of the electric components or their parasitic parameters, as well as due to the presence of its own capacitance and the inductance of the PCB assembly.

The relevance of the problem is directly related to the real tasks that engineering and technical workers of commercial enterprises have to solve. The authors were interested in the task to find out the reasons for the underestimated attenuation coefficient of the broadband noise-reduction filter, which for many years has been successfully tested according to the methodology approved in the technical specifications for the product. However, studies of filters using modern hybrid techniques have revealed a discrepancy between parameters (frequency response and attenuation coefficient, for example) of real manufactured device and parameters declared in technical specifications. Determining the cause of this discrepancy is not an easy task, which includes an in-depth analysis of the product design and the use of indirect evaluation methods.

Simulation software and technique

In order to find out the reasons for the discrepancy between real and required filter parameters, we combined laboratory tests, real component measurements and computer modeling for a qualitative analysis of the interaction of components. The open source QUCS software [1] was chosen for modeling purposes due to verbatim results [2], convenient filter modeling [3], and possibility to measure the S-parameters of a quadripole, which is useful for designing high-frequency circuits. The only disadvantage is the impossibility to simulate the electrical circuits in real-time mode.

The scheme of the initial filter is shown in Fig. 1, it is a U-shaped filter that protects against symmetrical and asymmetric interference. Elements of E are ceramic noise-reduction filters of B14 type, designed to filter high-frequency interference. The attenuation coefficient within the operating range must be at least 60 dB for specific frequencies of 0.05, 0.1, 10, 30, 100 and 400 MHz.

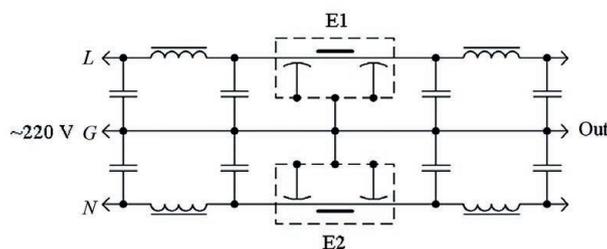


Fig. 1. Electrical diagram of the noise-suppressing filter

First of all, we will model a filter with ideal parameters in order to have a reference frequency response for a reference. Since two filter channels are identical, it is enough to model only one channel to evaluate the parameters. The parameters of the capacitors are known, and the inductance parameters are determined experimentally, their measurement will be explained below.

The filter model is shown in Fig. 2, 3 – its frequency response. Neither the parasitic parameters of the components nor the influence of the elements on each other are considered here. It should be noted (and this will be true for almost the entire article) that the modeled frequency response makes it clear to represent the behavior of a quadripole at different frequencies only, but does not quantify its attenuation: the data is incorrect.

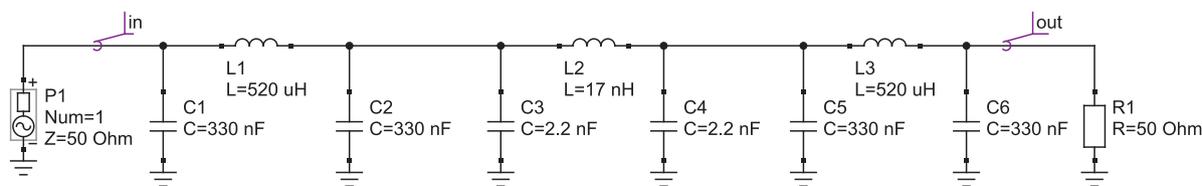


Fig. 2. Ideal filter model

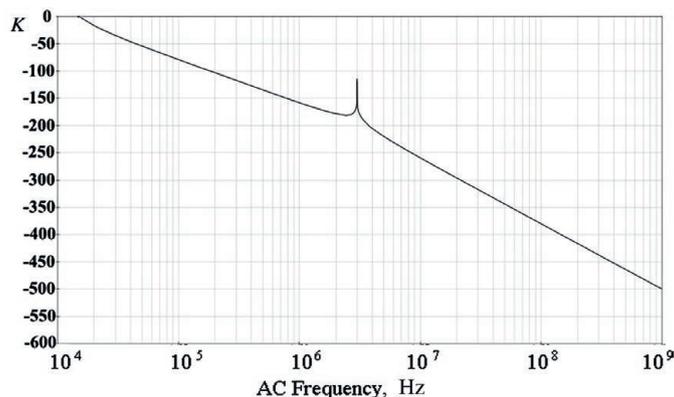


Fig. 3. Frequency response of the ideal filter

Binding to the obtained values of the attenuation coefficient is possible only at relatively low frequencies, where the nonlinear parameters of the components are not affected yet and they can be considered relatively ideal. Practically, these are frequencies up to 50–100 kHz.

The filter pole lies between 10 and 20 kHz, the spike at a frequency of 3 MHz is due to the resonance of the middle element. For further analysis, it is necessary to supplement the model with parasitic parameters that exist in any real component.

System model

A. Real components parameters

Depending on the type of capacitor, its characteristics and frequency range, a real capacitor can be represented by various equivalent circuits. In the most general form, the circuit of a real capacitor is shown in Fig. 4 (on the top).

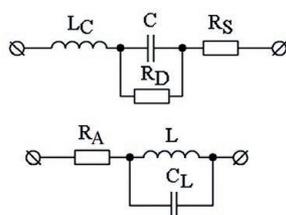


Fig. 4. Replacement circuits of the capacitor (top) and the inductor (bottom): L_C is the inductance of the terminals and plates of the capacitor; R_D is the active resistance of the dielectric; R_S is the equivalent series resistance; R_A is the active resistance of the terminals and plates of the capacitor

The measurement of intrinsic inductance presents certain difficulties, since it strongly depends on the length of the terminals, their relative position and orientation relative to the device and its terminal devices. It is enough to slightly change the location of the wires or the orientation of the capacitor terminals during measurement, as it is possible to obtain a new inductance value that differs several times from the previously measured one [4].

The value of the dielectric resistance R_D is rarely used for practical tasks, since it is a sufficiently large value, which is inconvenient to operate. The measure of energy loss in a dielectric is much more widely used, to do this, a special variable was introduced: the tangent of the dielectric loss angle ($\tan \delta$).

The measure of energy loss in a dielectric is much more widely used – the tangent of the dielectric loss angle $\tan\delta$. Then we can write an expression for the active power dissipated by the dielectric

$$P_A = U^2 X_C \tan \delta, \quad (1)$$

where U is the voltage applied to the capacitor; X_C is the reactance of the capacitor at a given frequency. The dielectric loss tangent itself for a given substitution circuit is defined as

$$\tan \delta = (R_D \omega C)^{-1}, \quad (2)$$

where R_D is the dielectric resistance; ω is the cyclic frequency; C is a capacitance of the capacitor [4].

B. Measurement of parasitic parameters of components

Not all parasitic parameters can be measured directly. These parameters include the equivalent series resistance of the capacitor R_S and the capacitance of the coil C_L . The equivalent series resistance of the capacitor is usually fractions of ohms for capacitors with high capacitance and low voltage, and can reach two or more ohms for elements with low capacitance and high voltage.

For the combined capacitors K75-10 used in the noise-reduction filter under study, the equivalent series resistance will consist of the active resistance of the plate R_A and the active resistance of the terminals R_T

$$R_S = R_A + R_T. \quad (3)$$

The equivalent series resistance is measured by applying a square wave with a frequency of about 50 kHz and the amplitude equal to several dozens of volts to the tested capacitor, which is connected in series with a low-resistance resistor. The AC voltage that occurs in this resistor is measured and displayed on the indicator.

Measuring the parasitic capacitance of inductors is a more non-trivial task. Depending on the frequency at which the coil operates, different measurement methods have to be used. One of the ways to determine the parasitic capacitance is to determine the Q -factor (Q) of the oscillatory circuit formed by the inductance and its parasitic capacitance. As is known, the Q -factor of the circuit is a measure of the ideality of the oscillatory circuit, showing how many times the impedance of the oscillatory circuit changes at the resonant frequency compared to the low-frequency value. For an ideal parallel oscillatory circuit at a resonant frequency, the impedance tends to infinity, for a real one, it will increase by Q times. The Q -factor for a parallel resonant circuit is generally defined as

$$Q = R\sqrt{C/L}. \quad (4)$$

It's necessary to emphasize that calculating of the Q -factor of a particular contour is a task depending on various parameters [5–10]. In practice, it's possible to measure the Q -factor using a special device, so-called Q -factor meter. For this study, the E4-11 model was used. It operates in the frequency range of 30–300 MHz and measures Q -values from 10 to 1000. Its convenience is the direct reading of the values on the scale of the measuring head. Furthermore, this device makes it possible to measure the inductance of the coils and (what is important) the parasitic capacitance of inductors. Note that for a minimum measurement error, the coil terminals must be connected directly to the meter terminals, without any intermediate wires.

The authors made a sample from a batch of B14 filters in the amount of 36 items and measured their parameters. The average values were as follows: parasitic capacitance – 1.67 pF, filter inductance – 17 nH. The obtained values will be used in the future for modeling. It was not possible to measure the parasitic capacitance of other filter coils using a Q -factor meter, since the resonant frequency of the chokes is much lower than the operating frequency of the E4-11 meter. The method of direct measurement of the resonant frequency works better here. Since the inductor with its parasitic capacitance represents a parallel oscillatory circuit, then its parasitic capacitance is calculated by determining the resonant frequency of the coil and measuring its inductance.

The circuit of the measuring unit is shown in Fig. 5. The oscillating circuit is powered by a low-frequency oscillator with a frequency adjustable in the range of 10 Hz to 10 MHz. A precise oscilloscope was used as a resonance indicator. The resonance indicator is connected to a current sensor – a resistor plugged in series with the circuit.

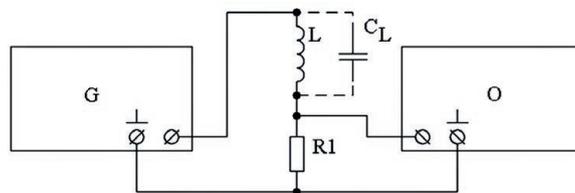


Fig. 5. Experimental setup for determining the parasitic capacitance of inductors:
G – generator; O – oscilloscope

The resonance is determined visually by the minimum amplitude of the oscillation on the oscilloscope screen. Since the accuracy of visual control is low, there is no frequency meter in the installation to accurately determine the resonance frequency; the resonant frequency is read directly from the sight of the frequency adjustment knob. The capacity was measured for 20 devices, the average value was equal to 82.6 pF.

C. Filter model with parasitic parameters

Taking into account all the above, the filter scheme can be represented as shown in Fig. 6. This model considers the parasitic capacitances of low-frequency coils and ceramic filter, the intrinsic resistance of low-frequency coils and equivalent series resistance of capacitors. Model settings: input and output impedance of 50 Ohms, modeling range of 10 kHz to 1 GHz. The frequency response of such a model is shown in Fig. 7 and differs significantly from the ideal filter model.

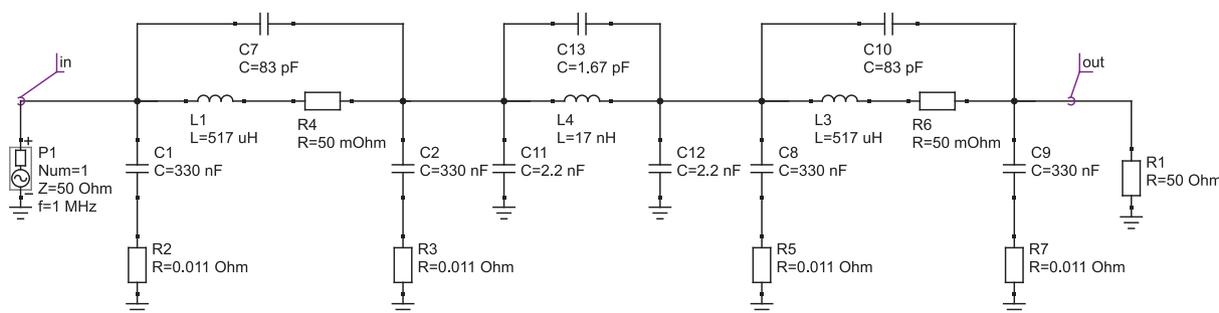


Fig. 6. Filter circuit with parasitic elements

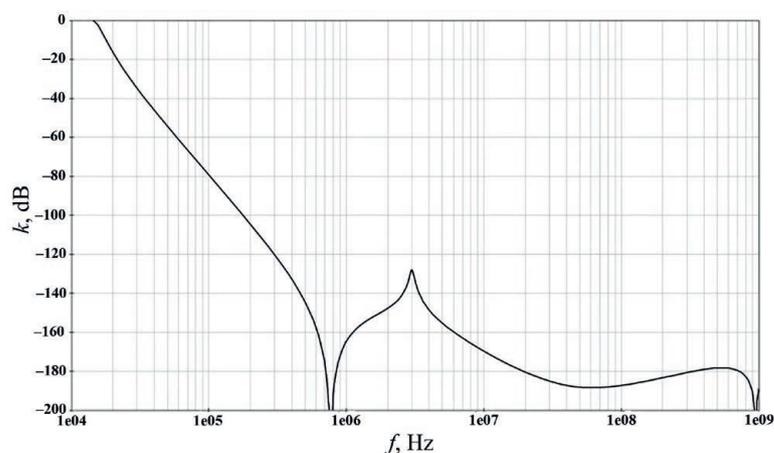


Fig. 7. Frequency response models with parasitic components

It was noted above that in the low-frequency range, the attenuation data can be considered plausible. Therefore, it should be noted that at the frequency of 50 kHz the attenuation coefficient is less than the required -60 dB. This section is shown on an enlarged scale in Fig. 8. It is possible to increase attenuation at a given frequency by increasing the capacitance of capacitors or the inductance of coils of low-frequency links.

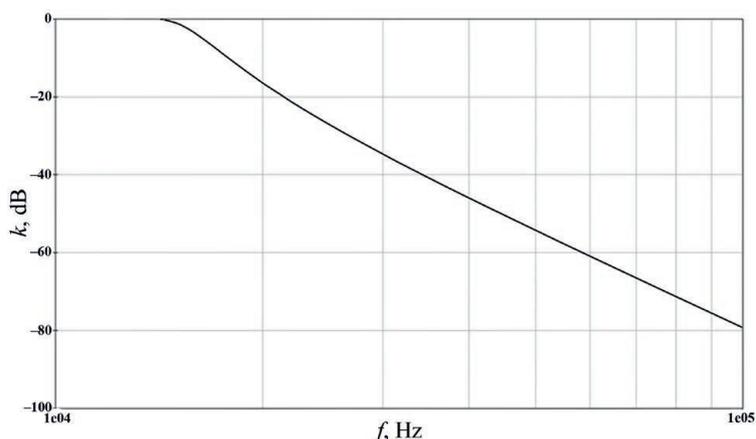


Fig. 8. Frequency response of the model in the range of 10–50 kHz

Since in the real design we are limited by the dimensions of the chassis, it is easier to increase the inductance of the coils by winding a certain number of turns on the magnetic circuit than to put larger capacitors. We will increase the inductance to 1 mH (Fig. 9).

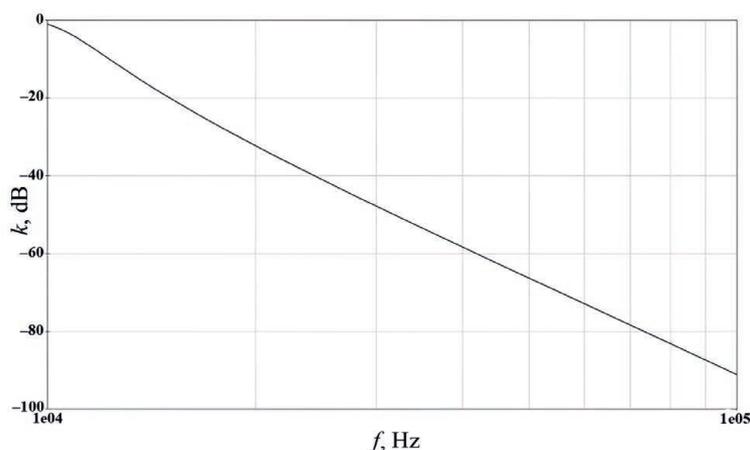


Fig. 9. Frequency response of the model with a modified inductance of coils in the range of 10–50 kHz

At the moment, the attenuation coefficient has become equal to -66 dB, which is within the acceptable range. To find the reasons for discrepancy between the attenuation coefficient required at high frequencies, let's simulate the frequency response of the filter in the short-circuit and idle mode (Fig. 10) in the range of 100 Hz to 1 GHz. The resistance is changed by scanning the parameter. We will set two values: 0.5 Ohms for short circuit and 50 kOhms for idle mode.

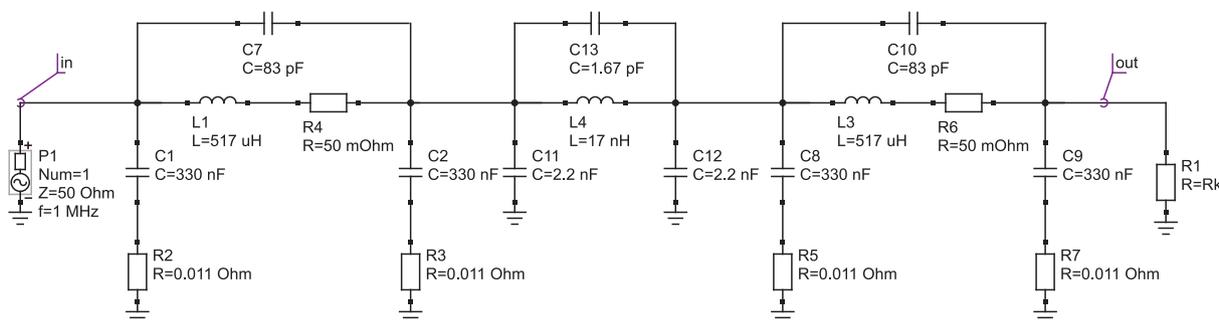


Fig. 10. A model for studying the operation of the filter in short-circuit and idle modes

It was suggested that the capacitance of ceramic filters B14 has a significant effect on the attenuation coefficient. Therefore, the manufacturer rejected all available B14 by capacity. As a result, filters with higher capacity values were installed in the products. Let's try to find out how much the capacity

of the ceramic filter within the tolerance affects the frequency response of the product. The simulation parameters are the same as in the study of short-circuit and idle modes. As a deployable parameter, the capacity of the ceramic filter is taken from 1.8 to 2.8 nF in increments of 200 pF (a total of 6 values). As a result, there were six frequency characteristics that completely coincide with each other. Hence, it was concluded that the change in the capacity of the B14 filter within the tolerance does not affect the frequency response of the product at all.

The influence of structural elements on the frequency response

In a high frequency range (100–300 MHz), the radiating properties of the structural elements rise dramatically. So, a metal screw located near the inductor turns into a pin antenna, starting to take some of the energy from the coil and radiate it into the surrounding space. Also, structural elements that can be considered short-circuited coils (fasteners, metal clamps, etc.) start interfering with the normal operation of the device (taking energy from inductive elements and re-emit it). Another danger of short-circuited coils is a decrease in the Q -factor of inductive elements located near, which worsens the resonant properties of the oscillatory circuits and, accordingly, their protective properties. Therefore, minimization in the design of elements that are potentially energy emitters is very important for the competent approach to high-frequency equipment design.

The filter under investigation consists of two compartments shielded by walls and a partition, in each of which there are two low-frequency U -shaped links: half of the upper channel according to the scheme (Fig. 1) and the lower one. The compartments are connected through a ceramic filter (B14). The inductors of each channel are mechanically connected through a common screw passing through both compartments. Low-frequency capacitors are fixed with metal brackets on the partition.

The inductor screw can additionally be considered as a common magnetic core for two inductors. It leads to the presence of a workaround for interference around the ceramic filter, which is why the attenuation coefficient drops. Also, metal brackets holding capacitors can be called parasitic, since they are short-circuited coils.

To assess the influence of structural elements on frequency characteristics, we need to modify the model. The modified model is shown in Fig. 11. To create a common magnetic field between two coils, a transformer $Tr1$ is connected in series with them with almost ideal characteristics: a small inductance of the windings and a transformation coefficient equal to one. Transformers $Tr2$ – $Tr5$ (with parameters similar to $Tr1$) are connected in series with low-frequency capacitors. Their primary winding simulates the inductance of the capacitor plates, the secondary winding is a short-circuited loop of the mounting bracket.

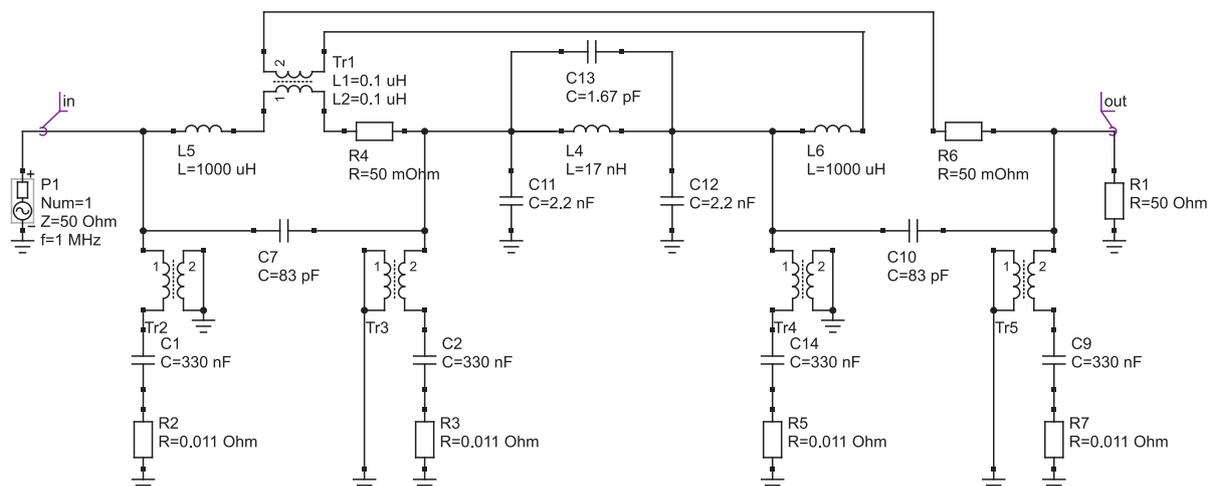


Fig. 11. A filter model that takes into account parasitic elements

Fig. 12 shows the frequency response of the new model. It's obvious, in the frequency from ~5 to 150 MHz, the attenuation drops and becomes much less than the required attenuation coefficient of -60 dB. In other frequency ranges, attenuation is also weakened significantly, although it remained within the acceptable limits.

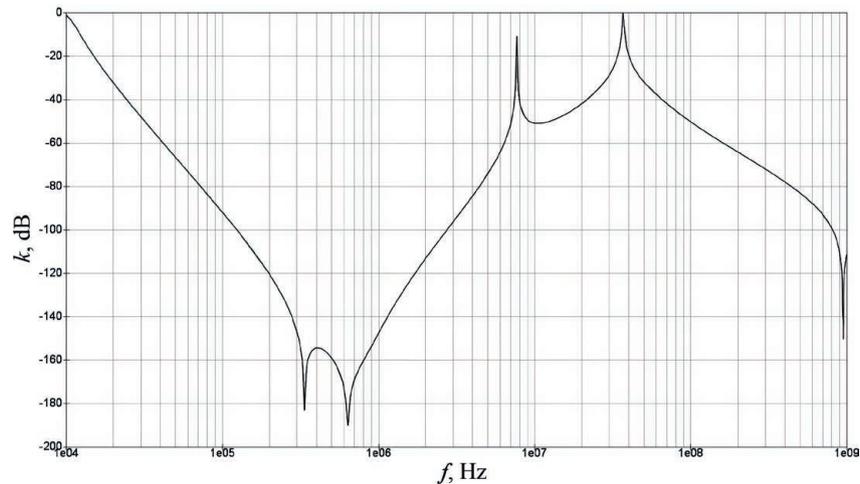


Fig. 12. Frequency response of a model that takes into account parasitic structural elements

Research results

The article considered an approach to the theoretical solution of practical problems of the development and modernization of noise-reduction filters. It was shown that in the low-frequency part of the range, the studied filter does not provide the necessary attenuation according to its parameters. For guaranteed compliance with the requirements, it is necessary to increase the inductance of the coils from 0.517 to 1.000 mH. The assumption made about the influence of the capacitance of the noise-reduction capacitor on the frequency response of the filter is refuted. The influence of the filter elements on its frequency response was found significant, so it's recommended to change the mechanical fasteners and holders of the elements.

It is impossible to consider all various factors affecting the work of the manufactured device, using one simulation software only within the framework of modeling. Therefore, in the future, the authors will continue the research aimed at modeling the volumetric filter model in electromagnetic compatibility modeling software, for example, HFSS.

Conclusion

Thus, it was found that the studied filter does not provide the necessary attenuation in the low-frequency and high-frequency range. To increase the attenuation coefficient in the lower part of the range, it is necessary to rise the inductance of low-frequency chokes. The parameters of the capacitors and ceramic filters don't affect the operation of the device. The characteristics of the filter are noticeably worsened by the attachment of low-quality capacitors and low-frequency chokes, which provide a parasitic capacitive connection between the compartments. To optimize the electrophysical characteristics, it is necessary to change the way the components are connected. This can be achieved by replacing the metal pin of the choke holder with a polyamide one. Mounting brackets for chokes must also be made out of a dielectric material.

References

1. Brinson M. E., Kuznetsov V. (2018) Extended Behavioural Device Modelling and Circuit Simulation with QUCS-S. *International Journal of Electronics*. 105 (3), 412–425.
2. Mita M., Maruyama S., Yi Y., Takahashi K., Fujita H., Toshiyoshi H. (2011) Multiphysics Analysis for Micro Electromechanical Systems Based on Electrical Circuit Simulator. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*. 6 (2), 180–189.
3. Zonca A., Williams B., Rubin I., Meinhold P., Lubin P., Roucaries B., D'Arcangelo O., Franceschet C., Mennella A., Bersanelli M., Jahn S. (2010) Modeling the Frequency Response of Microwave Radiometers with QUCS. *Journal of Instrumentation*. 5 (12), T12001.
4. Amarel A. M. R., Cordoso A. J. M. (2008) An Economic Offline Technique for Estimating Equivalent Circuit of Aluminum Electrolytic Capacitors. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 57 (12), 2697–2710.

5. Kuhn W. B., Boutz A. P. (2010) Measuring and Reporting High Quality Factors of Inductors Using Vector Network Analyzers. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*. 58 (4), 1046–1055.
6. Smith L. D., Hockanson D. (2001) Distributed SPICE Circuit Model for Ceramic Capacitors. *In. Proc. Electronic Components and Technology Conference*. 523–528.
7. Taylor J. R. (1996) An Introduction to Error Analysis: the Study of Uncertainties in Physical Measurements. *Sausalito, University Science Books*.
8. Rosa M. García Salvador, José A. Gázquez Parra, Nuria Novas Castellano (2013) Characterization and Modeling of High-Value Inductors in ELF Band Using a Vector Network Analyzer. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*. 62 (4), 415–423.
9. Satish Prabhakaran and Charles Sullivan (2002) Impedance-Analyzer Measurements of High-Frequency Power Passives: Techniques for High Power and Low Impedance. *In Proc. IEEE Industry Applications Conference, Pittsburgh, PA, USA*. 1360–1367.
10. Dosoudil R. (2012) Determination of Permeability from Impedance Measurement Using Vector Network Analyzer. *Journal of Electrical Engineering*. 63 (7), 97–101.

Author's contribution

All authors contributed equally to the writing of the article.

Information about the authors

Shmelkova A. A., Master's Student at the Department of Development and Technology of Electronic Devices of Kaluga Branch of Moscow State Technical University named after N. E. Bauman

Andreev V. V., Dr. of Sci., Professor, Professor at the Department of Development and Technology of Electronic Devices of Kaluga Branch of Moscow State Technical University named after N. E. Bauman

Drach V. E., Cand. of Sci., Associate Professor at the Department of Information Technology and Mathematics of Sochi State University

Address for correspondence

248000, Russian Federation,
Kaluga, Bazhenov St., 2
Kaluga Branch of Moscow State Technical University
named after N. E. Bauman
Tel.: +7 (4842) 74-40-32
E-mail: rpd-admin@inbox.ru
Shmelkova Anastasia Albertovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-68-72>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.385.6

ЭЛЕКТРИЧЕСКИ ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ ЧЕТЫРЕХЗЕРКАЛЬНЫЙ ГИРОТРОН СО СКРЕЩЕННЫМИ ПОЛЯМИ

А. А. КУРАЕВ, В. В. МАТВЕЕНКО

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

Поступила в редакцию 02.05.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. В четырехзеркальном гиротроне широкий мультивинтовой электронный поток, находясь в скрещенных электрическом и продольном магнитном полях, дрейфует со скоростью $v_d = E_0/B_0$ в направлении распространения T -волны между зеркалами резонатора (попутная волна) или в противоположном направлении (встречная волна). При этом в соответствии с эффектом Доплера частота генерации ω определяется из условий синхронизма как $\omega \approx k\omega_n(1 \pm \beta_d)$, $\beta_d = v_d/c$. Таким образом, изменение E_0 меняет ω , т. е. осуществляется электрическая перестройка частоты. В статье приведена схема конструкции двухпучкового четырехзеркального гиротрона. Расчеты проводили для $\beta_d = 0,5$, $q = \beta_{\parallel}/\beta_{\perp} = 2$, взаимодействие осуществлялось на номере гармоники частоты $k = 1$. Полоса перестройки составила 20 %. Максимальный КПД – 48 %, минимальный – 33 %. Поскольку расчеты выполняли для безразмерных параметров, т. е. имеющих универсальный характер, физические характеристики гиротрона при длине волны $\lambda = 6$ мм ($f_0 = 50$ ГГц) и нагруженной добротности резонатора $Q_n = 200$ были следующими: ток пучка электронов $I_0 = 60$ А, $B_0 = 2$ Тл, напряжение $U_0 = 79$ кВ, КПД = 48 %.

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 перестраиваемый четырехзеркальный гиротрон со скрещенными полями / А. А. Кураев, В. В. Матвеев // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 68–72. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-68-72>.

ELECTRICALLY TUNABLE FOUR-MIRROR GYROTRON WITH CROSSED FIELDS

ALEXANDER A. KURAYEV, VLADIMIR V. MATVEYENKA

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

Submitted 02.05.2023

Abstract. In a four-mirror gyrotron, a wide multi-screw electron beam, being in crossed electric and longitudinal magnetic fields, drifts with a velocity $v_d = E_0/B_0$ in the direction of the T -wave propagation between the resonator mirrors (co-current wave) or in the opposite direction (counter-propagating wave). In this case, in accordance with the Doppler effect, the generation frequency ω is determined from the synchronism conditions as $\omega \approx k\omega_n(1 \pm \beta_d)$, $\beta_d = v_d/c$. Thus, a change in E_0 changes ω , i. e. electrical frequency tuning is carried out. The article presents a diagram of the design of a two-beam four-mirror gyrotron. The calculations were carried out for $\beta_d = 0.5$, $q = \beta_{\parallel}/\beta_{\perp} = 2$, the interaction was carried out at the frequency harmonic number $k = 1$. The tuning band was 20 %. The maximum

efficiency is 48 %, the minimum is 33 %. Since the calculations were performed for dimensionless parameters, i.e., having a universal character, the physical characteristics of the gyrotron at a wavelength $\lambda = 6$ mm ($f_0 = 50$ GHz) and a loaded resonator quality factor $Q_l = 200$ were as follows: electron beam current $I_0 = 60$ A, $B_0 = 2$ T, voltage $U_0 = 79$ kV, efficiency = 48 %.

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. (2023) Electrically Tunable Four-Mirror Gyrotron with Crossed Fields. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 68–72. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-68-72> (in Russian).

Введение

Важным требованием к мощным выходным генераторам в современных системах радиолокации и радиопротиводействия является возможность быстрой перестройки частоты. Обычные гиротроны таким свойством не обладают, поскольку их резонаторы, образованные отрезком нерегулярного пологого волновода, не могут быть перестроены. В предлагаемой конструкции четырехзеркального гиротрона перестройка резонатора возможна за счет перемещения зеркал, которое может осуществляться с помощью электрического сигнала, подаваемого на пьезопакеты, механически связанные с зеркалами резонатора. В [1–6] поперечное электрическое поле предлагалось использовать для селекции бегущих волн в гиротронах с широким электронным потоком и четырехзеркальным резонатором бегущих T -волн. Это давало возможность узкополосной электрической перестройки частоты в диапазоне длины волны $\lambda = 6$ мм за счет изменения $E_0/(B_0c)$ (E_0 – напряженность поперечного электрического поля; B_0 – продольное магнитное поле; c – скорость света в вакууме) от 0 до 0,05 при одновременном изменении напряжения на пьезопакете $U_{упр}$ от 0 до 1600 В, управляющего расстоянием между зеркалами резонатора [5]. При этом в соответствии с эффектом Доплера частота генерации ω определяется из условий синхронизма как $\omega \approx k\omega_n(1 \pm \beta_d)$, $\beta_d = v_d/c$ (k – номер гармоники частоты, ω_n – угловая частота вращения электронов). Знак «+» берется, если волна попутная, «-» – если встречная. Таким образом, изменение E_0 меняет ω , т. е. осуществляется электрическая перестройка частоты. Данная возможность рассмотрена в статье. Ранее использование радиального электрического поля в коаксиальных гироклистронах с трубчатыми поливинтовыми электронными потоками было предложено в [1] для компенсации углового разброса скоростей электронов в трубке дрейфа и для фазовой модуляции сигнала.

Четырехзеркальный гиротрон с пьезоперестройкой резонатора

На рис. 1 представлена принципиальная схема конструкции четырехзеркального гиротрона с управляющим электродом и пьезопакетом механической перестройки резонатора.

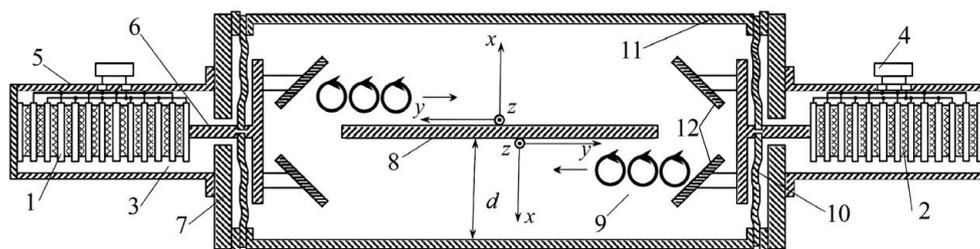


Рис. 1. Схема конструкции четырехзеркального гиротрона со скрещенными полями и пьезоперестройкой резонатора

Fig. 1. Construction diagram of the four-mirror gyrotron with crossed fields and with a piezo resonator being tuned

На рисунке приведены следующие обозначения: 1 – прокладки из медной фольги для передачи управляющего напряжения; 2 – пьезоэлектрические шайбы из титаната бария; 3 – наборный пьезопакет; 4 – блок управляющего напряжения; 5 – термостабилизирующий корпус из инвара; 6 – штырь перемещения (толкатель); 7 – опорная шайба внешнего корпуса гиротрона 11;

8 – положительно заряженный управляющий электрод с неотражающей (рассеивающей или поглощающей) поверхностью, как и внешний корпус гиротрона 11; 9 – широкий (по ведущим центрам) спирализованный электронный поток; 10 – вакуумноплотная гибкая мембрана, жестко связанная со штырем; 12 – пара зеркал резонатора, перемещаемая в направлении $\pm u$ толкателем от пьезопакета. На схеме конструкции четырехзеркального гиротрона перестройка резонатора осуществляется за счет перемещения зеркал 12, которое реализуется при помощи управляющего напряжения $U_{упр}$, подаваемого на пьезопакеты, механически связанные с зеркалами резонатора.

Зависимость удлинения пьезопакета Δl от управляющего напряжения $U_{упр}$ приведена в [5]. Высота пьезопакета вместе с кожухом 80 мм, диаметр 30 мм. При семи пьезоэлементах в пьезопакете максимальное его удлинение Δl для $U_{упр} = 1600$ В составляет 300 мкм. При увеличении числа пьезоэлементов удлинение Δl может быть пропорционально увеличению их количества.

Математическая модель четырехзеркального гиротрона

Уравнения движения электронов в прямоугольной системе координат, ориентированной так, как это показано на рис. 1, в безразмерных переменных имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(\gamma_i \bar{\beta}_i)}{dz} = -\frac{1}{\beta_{zi}} (\bar{E} + [\bar{\beta}, \bar{B}]); \\ \frac{d\bar{r}_{\perp i}}{dz} = \frac{\bar{\beta}_{\perp i}}{\beta_{zi}}, \quad \frac{d\theta_i}{dz} = \frac{1}{\beta_{zi}}, \quad i = \overline{1, N}, \end{array} \right. \quad (1)$$

где i – номер электрона (крупной частицы); $z = z'\omega/c$; $\bar{r}_{\perp i} = \bar{x}_0 x_i + \bar{y}_0 y_i = \frac{\omega_0}{c} r'_{\perp i}$; $\beta_{xi} = v_{xi}/c$; $\beta_{yi} = v_{yi}/c$; $\beta_{zi} = v_{zi}/c$; $\theta_i = \omega_0 t_i$; x_i, y_i, z_i, θ_i – безразмерные координаты и время частиц в декартовой системе координат; γ_i – релятивистский масс-фактор, $\gamma_i = \frac{1}{\sqrt{1-\beta_i^2}}$; ω_0 – центральная частота

полосы перестройки при $E_0 = 0$; $\bar{E} = \bar{x}_0 A \cos[W(\theta_i \pm y_i)] + \bar{x}_0 E_0$; $\bar{B} = \pm \bar{z}_0 A \cos[W(\theta_i \pm y_i)] + \bar{z}_0 F$; $W = \omega/\omega_0$; $A = \frac{eE_m}{m_0\omega_0 c}$; $F = \frac{eB_0}{m_0\omega_0}$; $E'_0 = \frac{\Delta V_0}{d}$; $E_0 = \frac{eE'_0}{m_0\omega_0 c}$; E_m – амплитуда волны; B_0 – продольное магнитное поле; ΔV_0 – разность потенциалов положительной центральной пластины и корпуса гиротрона; e, m_0 – заряд и масса покоя электрона; c – скорость света в вакууме; знак «+» относится к попутным (относительно u -дрейфа электронов), «-» – к встречным T -волнам; A, F, E_0, W – безразмерные амплитуда волны, продольное магнитное поле, напряженность поперечного электрического поля и частота соответственно.

Для решения дифференциального уравнения (1) были использованы следующие начальные условия: $x_{0i}(z=0) = r_0 \cos \varphi_i$; $y_{0i}(z=0) = r_0 \sin \varphi_i$; $\varphi_i = 2\pi i/N$; $\beta_{x0i} = -\beta_{\perp} \sin \varphi_i$; $\beta_{y0i} = \beta_{\perp} \cos \varphi_i$; $\beta_{z0i} = \beta_{\parallel}$; $r_0 = \frac{\beta_{\perp} \gamma_0}{F}$; $\gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1-\beta_0^2}} = \frac{1}{\sqrt{1-\beta_{\perp}^2 - \beta_{\parallel}^2}}$; $z = \bar{0}, L$; $L = \frac{Wz'_0 \omega}{c}$.

Электронный КПД η_e определяли по формуле

$$\eta_e(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_0 - \gamma_i(z)}{\gamma_0 - 1}. \quad (2)$$

В соответствии с [1–3] рабочий ток гиротрона рассчитывали из выражения

$$I_0 = \frac{A^2}{\eta} \frac{V_k 679}{Q_k (\gamma_0 - 1)}, \quad (3)$$

где V_k – безразмерный объем резонатора, занятый бегущей T -волной, $V_k = \left(\frac{\omega_0}{c}\right)^3 V'_k$; Q_k – нагруженная добротность резонатора.

Результаты расчета четырехзеркального гиротрона при различных W и соответствующих им E_0 приведены в табл. 1.

Таблица 1. Результаты расчета четырехзеркального гиротрона
Table 1. Calculation results for a four-mirror gyrotron

Показатель / Index	Встречная волна / Back wave						Попутная волна / Traveling wave					
W	0,840	0,850	0,870	0,910	0,950	1,000	1,000	1,050	1,075	1,100	1,140	1,160
E_0	0,155	0,145	0,125	0,095	0,050	0	0	0,070	0,105	0,125	0,145	0,165
A	0,010	0,010	0,010	0,011	0,010	0,010	0,012	0,013	0,014	0,018	0,027	0,038
КПД	0,190	0,330	0,410	0,480	0,471	0,317	0,320	0,370	0,430	0,430	0,470	0,430

При расчете всех показателей в табл. 1 использовали следующие данные: $F = 1,1$, $\beta_0 = 0,5$, $L = 20,5$, $q = 2$. Эти данные полностью коррелируют с приведенными в [2, 3, 6]. В процессе вычислений функция $\frac{A^2}{\eta(A)}$ имела положительную производную, что в соответствии с (3) означает положительную производную $\frac{dI_0}{dA}$, т. е. режим самовозбуждения для всех показателей в табл. 1 – «мягкий». Расчет физических параметров для $\lambda_0 = 6$ мм ($f_0 = 50$ ГГц) и при $Q_H \sim 200$ дал следующие характеристики: $I_0 \sim 60$ А, $B_0' = 2$ Тл, $U_0 \sim 79$ кВ, $E_m < 100$ кВ/см. При этом весь диапазон перестройки резонатора обеспечивался двумя пьезопакетами с непрерывным по диапазону изменением $U_{упр}$. Разность потенциалов ΔV_0 , входящая в E_0 , начиналась с максимального $E_0 = 0,155$ на низшей частоте $W = 0,84$ настройки резонатора (встречные волны) и достигало нуля при $W = 1$; затем вновь повышалось, достигая значения $E_0 = 0,165$ при $W = 1,16$ (попутные волны).

На рис. 2 показана проекция траекторий движения электронов на плоскость yz для $W = 0,91$ (встречная волна): электроны равномерно дрейфуют в направлении $-y$, их винтовые траектории сближаются, а радиусы вращения большинства электронов уменьшаются вследствие отдачи энергии вращения электромагнитному полю T -волны.

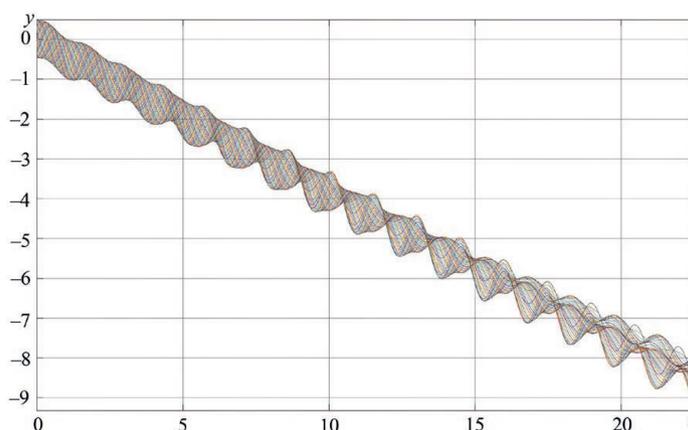


Рис. 2. Траектория электронов в плоскости yz для варианта гиротрона с $W = 0,91$
Fig. 2. Electron trajectory in the yz plane for the gyrotron version with $W = 0.91$

Заключение

1. В четырехзеркальных гиротронах со скрещенными электрическим и продольным магнитным полями возможна электрическая перестройка частоты при одновременной электрической пьезоперестройке частоты резонатора в полосе 16 %.

2. Возможно значительное уменьшение требуемой индукции магнитного поля, как и в гирогелитроне.

3. В отличие от гирогелитрона в четырехзеркальных гиротронах мощность может быть значительно увеличена.

4. Можно использовать скрещенные поля в электрически перестраиваемых гиро-ЛЮВ и гиро-ЛБВ (перестраиваемая полоса усиления), в которых нет необходимости пьезоперестройки каких-либо структур.

Список литературы

1. Кураев, А. А. Гиротроны с резонаторами бегущей T -волны / А. А. Кураев, А. К. Синицын // Материалы «Крымико-2002», г. Севастополь. С. 176–177.
2. Кураев, А. А. Перспективы повышения мощности коротковолновых гиротронов / А. А. Кураев, А. К. Синицын // Радиотехника. 2004. № 9. С. 48–53.
3. Кравченко, В. Ф. Гирорезонансные приборы: принцип действия, нелинейная теория, достижения и перспективы / В. Ф. Кравченко, А. А. Кураев // Зарубежная радиоэлектроника. Успехи современной радиоэлектроники. 2006. № 9. С. 13–60.
4. Кураев, А. А. Электродинамика и распространение радиоволн / А. А. Кураев, Т. Л. Попкова, А. К. Синицын. М.: Инфра-М, 2016. 424 с.
5. Еремка, В. Д. Сверхмощный гиротрон с пьезоэлектрической перестройкой зеркального резонатора бегущей T -волны / В. Д. Еремка, А. А. Кураев, А. К. Синицын // Известия Национальной академии наук Беларуси. Серия физико-технических наук. 2005. № 1. С. 78–82.
6. Генератор на циклотронном резонансе: пат. Респ. Беларусь № 11964 / А. А. Кураев, А. С. Рудницкий, А. К. Синицын. Оpubл. 11.07.2007.

References

1. Kurayev A. A., Sinitsyn A. K. (2002) Gyrotrons with Traveling T -Wave Resonators. *Proceedings of "Crymiko-2002", Sevastopol*. 176–177 (in Russian).
2. Kurayev A. A., Sinitsyn A. K. (2004) Prospects for Increasing the Power of Short-Wavelength Gyrotrons. *Radioengineering*. (9), 48–53 (in Russian).
3. Kravchenko V. F., Kurayev A. A. (2006) Gyroresonance Devices: Principle of Operation, Nonlinear Theory, Achievements and Prospects. *Foreign Radioelectronics. Advances in Modern Radioelectronics*. (9), 13–60 (in Russian).
4. Kurayev A. A., Popkova T. L., Sinitsyn A. K. (2016) *Electrodynamics and Propagation of Radio Waves*. Moscow, Infra-M Publ. 424 (in Russian).
5. Eremka V. D., Kurayev A. A., Sinitsyn A. K. (2005) Heavy-Duty Gyrotron with Piezoelectric Tuning of the Mirror Resonator of a Traveling T -Wave. *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-Technical Series*. (1), 78–82 (in Russian).
6. Kurayev A. A., Rudnitsky A. S., Sinitsyn A. K. *Cyclotron Resonance Generator*. Patent of the Republic of Belarus No 11964. Publ. 11.07.2007 (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally 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

Матвеев 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., Associate Professor, Associate Professor at the Computational Methods and Programming Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-89-56
E-mail: kurayev@bsuir.by
Kurayev Alexander Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-73-80>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.384.3

РАСЧЕТ ОПТИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ТОНКИХ ПЛЕНОК КОНСТРУКЦИОННЫХ МАТЕРИАЛОВ ТЕПЛООВОГО НЕОХЛАЖДАЕМОГО ДЕТЕКТОРА БОЛОМЕТРИЧЕСКОГО ТИПА

ЧАН ВАН ЧИЕУ¹, К. В. КОРСАК¹, П. Э. НОВИКОВ¹, И. Ю. ЛОВШЕНКО¹,
С. М. ЗАВАДСКИЙ¹, Д. А. ГОЛОСОВ¹, А. А. СТЕПАНОВ¹, А. А. ГУБАРЕВИЧ¹,
В. В. КОЛОС², Я. А. СОЛОВЬЕВ², Д. С. ЛЕВЧУК², В. Р. СТЕМПИЦКИЙ¹

¹Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники
(г. Минск, Республика Беларусь)

²ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ» (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 15.06.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Повышенный интерес к применению неохлаждаемых тепловых детекторов болометрического типа (микроболометров) в инфракрасном или терагерцовом поле обнаружения обоснован их эксплуатационными и технологическими характеристиками, в частности: относительно низкой стоимостью изготовления, высокой эффективностью обнаружения, совместимостью с кремниевой КМОП-технологией, работоспособностью при комнатной температуре. Характеристики таких детекторов зависят от оптимизации критических параметров, которые определяются геометрией конструкции, а также электрическими, оптическими и тепловыми свойствами применяемых материалов. Определение оптических параметров является одним из решающих факторов при проектировании приборных структур микроболометров. В статье исследованы оптические параметры тонких пленок конструкционных материалов микроболометра на основе термочувствительной пленки оксида ванадия, изготовленных в ОАО «ИНТЕГРАЛ». Приведены результаты определения посредством применения метода отражения-передачи оптических констант (коэффициентов преломления n и поглощения k) тонких пленок по кривой пропускания. Выполнено сравнение результатов компьютерного моделирования спектров пропускания, отражения и поглощения с учетом полученных значений коэффициентов n и k с данными натурального эксперимента.

Ключевые слова: неохлаждаемый тепловой детектор болометрического типа, микроболометр, инфракрасный детектор, оптические параметры, оксид ванадия, моделирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Исследования выполнены в рамках решения задач задания 3.3 Государственной программы научных исследований «Фотоника и электроника для инноваций».

Для цитирования. Расчет оптических параметров тонких пленок конструкционных материалов теплового неохлаждаемого детектора болометрического типа / Чан Ван Чиеу [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 73–80. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-73-80>.

CALCULATION OF OPTICAL PARAMETERS OF THIN FILMS OF STRUCTURAL MATERIALS OF THERMAL UNCOOLED BOLOMETRIC TYPE DETECTOR

TRAN VAN TRIEU¹, KIRYL V. KORSACK¹, PAVEL E. NOVIKOV¹, IVAN YU. LOVSHENKO¹,
SERGEY M. ZAVADSKI¹, DZMITRY A. GOLOSOV¹, ANDREY A. STEPANOV¹,
ALIAKSANDR A. HUBAREVICH¹, VLADIMIR V. KOLOS², YAROSLAV A. SOLOVJOV²,
DZMITRY S. LIAUCHUK², VIKTOR R. STEMPIISKY¹

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)

²JSC "INTEGRAL" – "INTEGRAL" Holding Managing Company (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 15.06.2023

Abstract. The increased interest in utilizing uncooled thermal bolometer-type detectors (microbolometers) within the infrared or terahertz detection field is justified by their operational and technological characteristics, in particular: relatively low manufacturing cost, high detection efficiency, compatibility with silicon CMOS technology, and operation at room temperature. The performance of such detectors depends on optimizing critical parameters, which are dictated by both the geometrical design and the electrical, optical, and thermal properties of the materials used. The determination of optical parameters stands as a decisive factor in the design of microbolometer structures. This article delves into the examination of optical parameters of thin films of structural materials of microbolometer based on thermosensitive vanadium oxide film manufactured at JSC "INTEGRAL". The investigation showcases the results of determining optical constants (refractive indexes n and absorption coefficients k) of thin films from the transmission curve by applying the reflection-transmission method. Furthermore, a comparison is carried out between the results of computer modeling of the transmission, reflection and absorption spectra – taking into account the obtained values of the coefficients n and k – and the empirical data from the in-situ experiment.

Keywords: uncooled thermal bolometric detector, microbolometer, infrared detector, optical parameters, vanadium oxide, modeling.

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

Gratitude. The research was carried out within the framework of solving the tasks of task 3.3 of the State Research Program "Photonics and Electronics for Innovations".

For citation. Tran Van Trieu, Korsak K. V., Novikov P. E., Lovshenko I. Yu., Zavadski S. M., Golosov D. A., Stepanov A. A., Hubarevich A. A., Kolos V. V., Solovjov Ya. A., Liauchuk D. S., Stempitsky V. R. (2023) Calculation of Optical Parameters of Thin Films of Structural Materials of Thermal Uncooled Bolometric Type Detector. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 73–80. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-73-80> (in Russian).

Введение

Сферы применения тепловых детекторов постоянно расширяются, например в таких областях, как системы безопасности и наблюдения, пожаротушение, биомедицина. Наиболее перспективное направление развития устройств данного типа – создание эффективных конструкций неохлаждаемых тепловых детекторов болометрического типа (микроболометров). Работа микроболометра основана на изменении электрического сопротивления термочувствительного материала (терморезистора) за счет поглощения падающего инфракрасного излучения. Материал термочувствительного слоя микроболометра должен обладать высоким значением температурного коэффициента электрического сопротивления (ТКС) и малыми значениями удельного сопротивления, теплопроводности и шумов. Также важной является возможность использования данного материала в стандартных технологических процессах изготовления полупроводниковых интегральных микросхем, что позволяет формировать микроболометрическую матрицу и считывающую электронику на едином кристалле. Один из материалов, соответствующих описанным требованиям, – это оксид ванадия VO_x , пленки которого обладают наилучшим сочетанием показателей: сравнительно высоким ТКС, низким удельным сопротивлением и низкой способностью к созданию помех [1]. Структура микроболометра в виде резонатора Фабри-Перо [2], а также материалы, используемые в структуре (тонкие пленки нихрома, нитрида кремния и оксида ванадия), обеспечивают равномерность поглощения излучения в широком диапазоне частот.

При промышленном производстве тонких пленок наблюдается общая тенденция низкой воспроизводимости критических параметров. То есть использование базовых моделей и прибли-

жений для предсказания и описания характеристик изделий приведет к большому расхождению между результатами моделирования и натуральных экспериментов. Следовательно, рациональным подходом к решению данных задач является сквозное проектирование [3], что позволит сократить расходы при натуральных экспериментах. В процессе исследований авторами разработан и верифицирован метод расчета оптических параметров тонких пленок конструкционных материалов микроболометра с использованием САПР.

Методика определения оптических коэффициентов преломления и поглощения

При проектировании посредством компьютерного моделирования устройств, у которых важны их оптические параметры, такие как отражение (R), пропускание (T) и поглощение (A), исследуются материалы, из которых они состоят. Каждый из оптических параметров состоит из различных компонентов, важнейшими из которых являются коэффициенты преломления (n) и поглощения (k). Несмотря на то, что выразить R и T через n и k (и наоборот) несложно посредством решения нелинейных уравнений численными методами, аналитическое решение этих выражений затруднительно из-за высокой степени нелинейности [4]. Существует несколько численных подходов для решения данной задачи [5]. Наибольший интерес представляет подход, основанный на итерационном методе Ньютона-Рафсона [6], поскольку поиск решения осуществляется путем построения последовательных приближений и основан на принципах простой итерации. В [7] приведено несколько решений на каждой длине волны, включая физически релевантное решение. Приведем уравнения, с помощью которых можно выразить R и T через n и k :

$$T_{total} = \frac{n_3}{n_0} \cdot \frac{|t_{23}|^2 |t_{02} e^{-i\delta_2}|^2}{1 - |r_{20} e^{-i\delta_2}|^2 |r_{23} e^{-i\delta_2}|^2}; \quad (1)$$

$$R_{total} = |r_{02}|^2 + \frac{|t_{20}|^2 |t_{02} e^{-i\delta_2}|^2 |r_{23} e^{-i\delta_2}|^2}{1 - |r_{20} e^{-i\delta_2}|^2 |r_{23} e^{-i\delta_2}|^2}; \quad (2)$$

$$r_{ij} = \frac{n_i - n_j}{n_i + n_j} = g_{ij} + ih_{ij}; \quad (3)$$

$$t_{ij} = \frac{2n_i}{n_i + n_j} = 1 + g_{ij} + ih_{ij}; \quad (4)$$

$$nj = nj - ikj, \quad (5)$$

где g_{ij} , h_{ij} – действительная и мнимая компоненты соответственно.

Фазовый угол $\delta_2 = (2\pi / \lambda_0) n_s d_s$, обусловленный подложкой, вычисляется по комплексному индексу подложки n_s и ее толщине d_s . Вне зависимости от того, что используется метод комплексных квадратов, вклад от δ_2 может отличаться от 1, если $k_s > 0$. Уравнения (1), (2) записаны в терминах комплексных эффективных коэффициентов Френеля t_{ij} и r_{ij} . Следует отметить, что когда i и j – «соседние», как в r_{23} и t_{23} , коэффициенты Френеля [8] задаются формулами (3), (4). Приведенные аналитические уравнения используются для выражения оптических констант. В случае неизвестной пленки (на известной подложке) формулы (1), (2) инвертируются, т.е. решаем (n_1 , k_1) в терминах измеренных интенсивностей $R_m (= R_{total})$ и $T_m (= T_{total})$, используя вариант численного метода Ньютона-Рафсона. С помощью метода Ньютона-Рафсона для получения n и k необходимо найти нули двух функций: $F(n, k) = R_{\text{рассчитанное}}(n, k, d) - R_{\text{измеренное}} = 0$ и $G(n, k) = T_{\text{рассчитанное}}(n, k, d) - T_{\text{измеренное}} = 0$. Таким образом, из данных выражений методом оптимизации возможно получить n и k .

Результаты натурального эксперимента

Для определения оптических коэффициентов преломления и поглощения конструкционных материалов микроболометра получены спектры пропускания, поглощения и отражения на тестовых образцах, изготовленных в ОАО «ИНТЕГРАЛ». Тестовые образцы представляли собой тонкие пленки конструкционных материалов микроболометров, нанесенные на кремниевую подложку КБД-12 толщиной 320 мкм: № 1 – кристаллический кремний слаболегированный толщиной 320 мкм; № 2 и № 3 – пленка нихрома NiCr толщиной 10 и 50 нм соответственно; № 4 – плен-

ка Si_3N_4 толщиной 100 нм, сформированная при температуре 250 °С; № 5 – пленка Si_3N_4 толщиной 100 нм, сформированная при 300 °С; № 6 – пленка оксида ванадия VO_x толщиной 100 нм. Спектры пропускания, поглощения и отражения получены на ИК-Фурье спектрометре Bruker VERTEX 70. Результат измерения представлен на рис. 1.

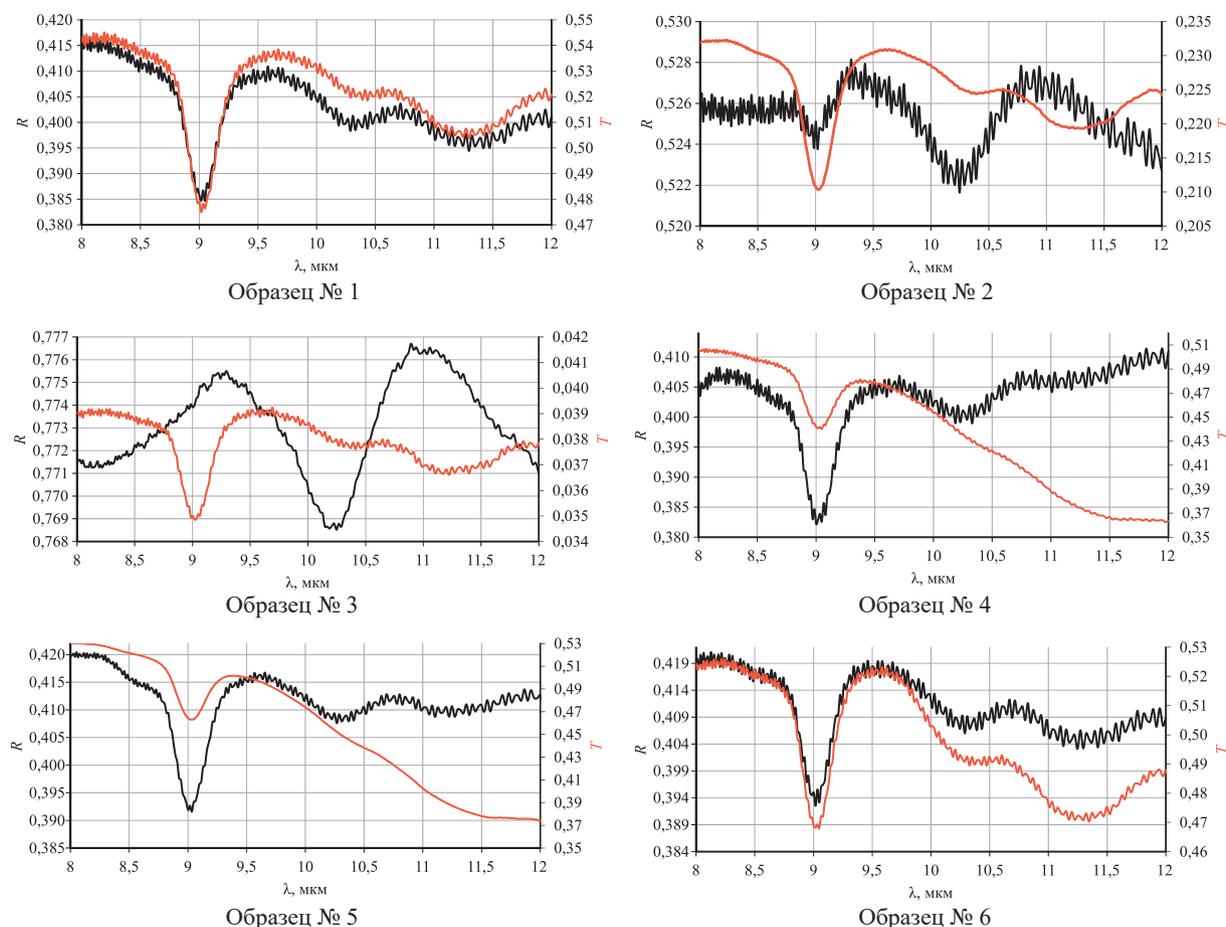


Рис. 1. Спектры отражения и пропускания образцов
Fig. 1. Reflection and transmission spectra of samples

На каждом спектре в диапазоне длины волны 9 мкм существует провал, который обусловлен влиянием окружающей среды, происходит падение величин пропускания и отражения образца, и при этом наблюдается рост поглощения излучения воздухом [9]. Поскольку все образцы в своем составе имеют кремниевую подложку, она оказывает влияние на спектры отражения и пропускания образцов в зависимости от материала и его толщины. Так, для пленок нитрида кремния (образцы № 4, 5) влияние подложки в большей степени проявляется для спектра пропускания, а для пленок нихрома (образцы № 2, 3), наоборот, влияние ярко выражено для спектра отражения.

Определение оптических коэффициентов n и k

На языке программирования Python реализован алгоритм определения параметров n и k посредством метода Ньютона-Рафсона. Подключались библиотеки `math` для использования встроенных математических функций и `openpyxl` [10] – для возможности работы с Excel-файлами, записи и чтения с них. На рис. 2 представлены результаты расчетов зависимости n и k от длины волны падающего излучения.

Поскольку зависимости n и k имеют большое количество точек, а также некоторые флуктуации, было принято решение провести сглаживание полученных данных методом скользящего среднего с окном усреднения 50 нм. Зависимости n и k от длины волны, полученные с помощью расчета, качественно совпадают с зависимостями, представленными в открытых источниках¹.

¹ Database of Optical Constants. Available: <https://refractiveindex.info/?shelf=main&book=Si&page=Aspn> (Accessed 22 September 2023).

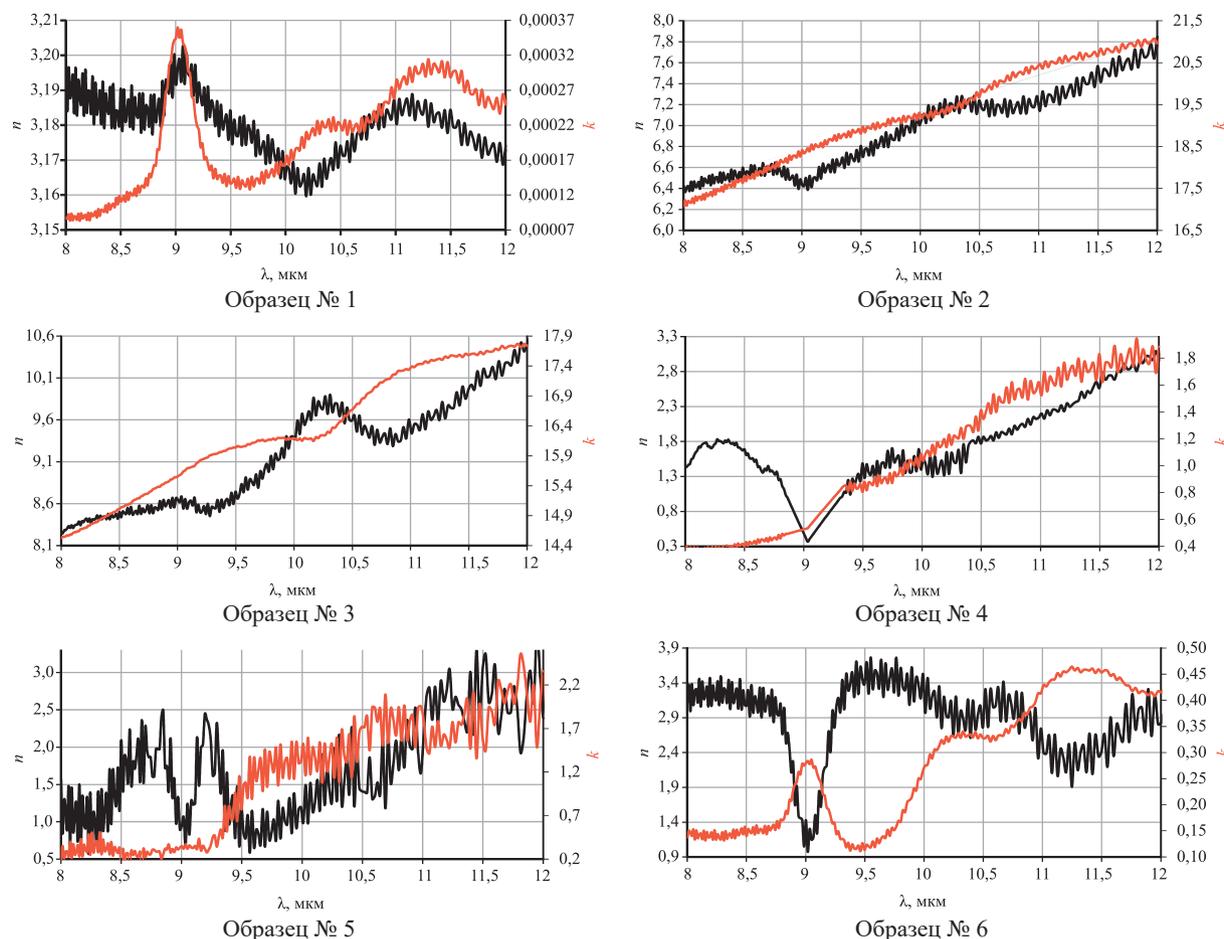


Рис. 2. Зависимости n и k от длины волны падающего излучения
Fig. 2. Dependences of n and k on the wavelength of the incident radiation

Результаты моделирования

С использованием рассчитанных параметров n и k и метода конечных разностей во временной области (FDTD) проведено моделирование спектров поглощения, пропускания и отражения структур, соответствующих образцам № 1–6. 2D-модель была выбрана из-за симметрии вдоль осей X и Y . Падающий свет с длиной волны от 8 до 12 мкм распространялся вдоль оси Z (рис. 3). Периодические граничные условия и идеально согласованные слои применялись перпендикулярно и параллельно оси Z соответственно. Размер моделируемой сетки был установлен от 1 нм для слоя NiCr до 50 нм для воздуха.

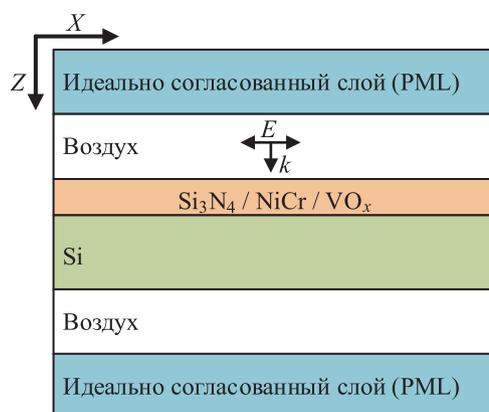


Рис. 3. FDTD-модель образцов
Fig. 3. FDTD sample model

На рис. 4 представлено сравнение результатов моделирования и натурального эксперимента, где сплошными линиями обозначены модели спектров, а кружками – спектры, полученные при проведении натурального эксперимента.

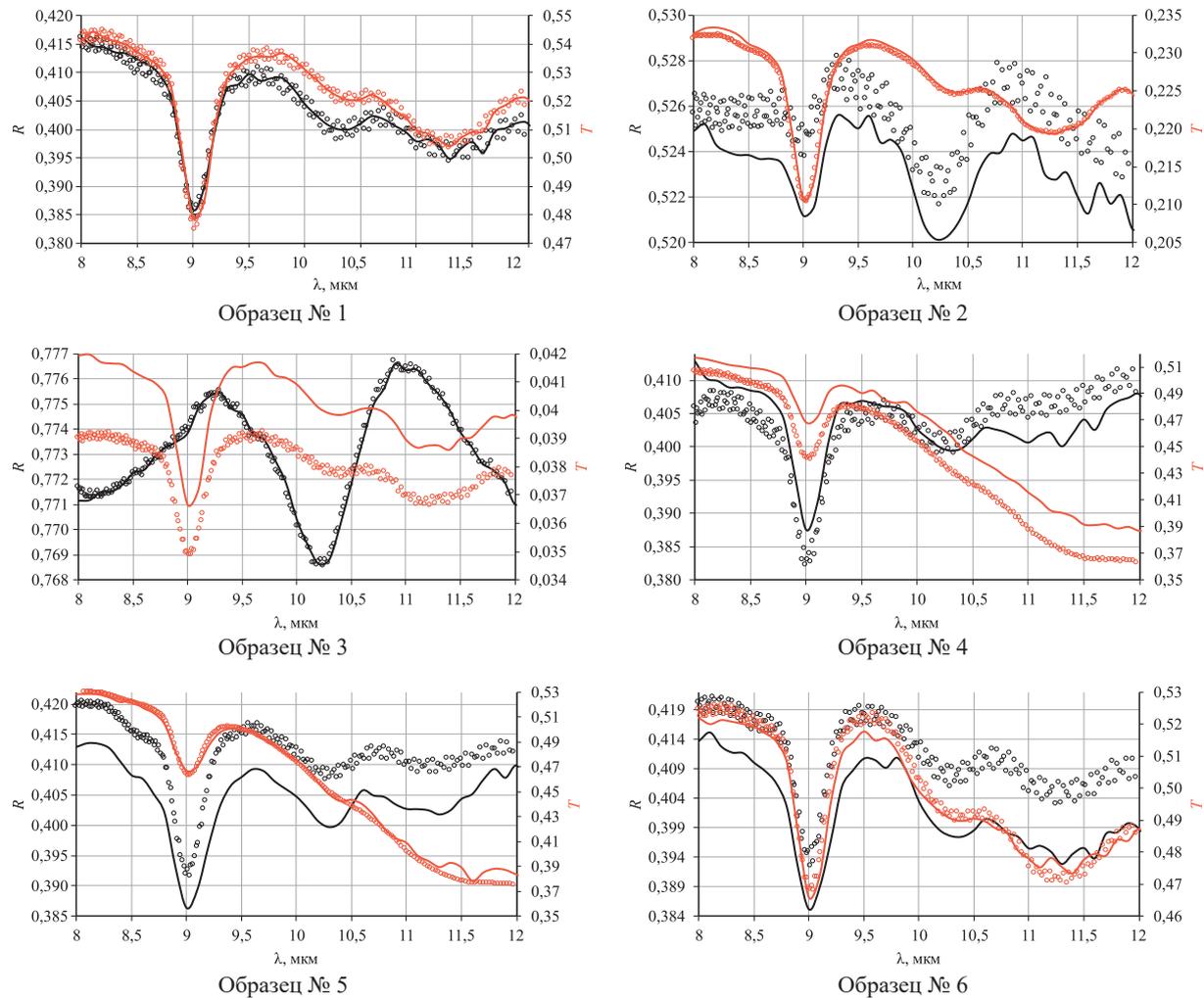


Рис. 4. Сравнение результатов спектров, полученных с помощью натурального эксперимента и моделирования
Fig. 4. Comparison of spectra results obtained by in-situ experiment and modeling

Наибольшая максимальная ошибка наблюдается при моделировании спектра пропускания для образцов № 3 и 4 и составляет 7,53 % (в диапазоне λ от 8 до 9 мкм) и 7,87 % ($\lambda = 11-12$ мкм) соответственно, а средняя ошибка – не более 5,86 % для образца № 3 и 4,88 % для № 4. При этом средняя ошибка спектров отражения для данных образцов не превышает 0,79 %. Наименьшая ошибка при моделировании спектров пропускания и отражения получена для образцов № 1, 2: средняя ошибка не превышает 0,26 % (максимальная – 0,65 %) и 0,41 % (0,81 %) соответственно. Для остальных образцов величина средней ошибки лежит в диапазоне 0,60–2,22 %. Таким образом, рассчитанные оптические коэффициенты конструкционных материалов могут быть использованы для дальнейшего исследования оптических характеристик микроболометров посредством компьютерного моделирования.

Заключение

Представлена методика определения и калибровки посредством применения реализованного на языке программирования Python метода Ньютона-Рафсона коэффициентов n и k , применяемых при компьютерном моделировании оптических характеристик конструкционных материалов теплового неохлаждаемого детектора болометрического типа. При сравнении результатов моделирования и натурального эксперимента для структур, содержащих тонкие пленки конструкционных

материалов, нанесенных на кремниевую подложку, установлено, что средняя ошибка составляет не более 5,86 % для спектра пропускания и 2,23 % для спектра отражения. Наименьшая ошибка при моделировании спектров пропускания и отражения получена для кристаллического кремния (средняя ошибка не превышала 0,26 %) и пленки нихрома NiCr толщиной 10 нм (0,41 %).

Список литературы / References

1. Rogalski A. (2009) Infrared Detectors for the Future. *Acta Physica Polonica A*. 116 (3), 389–406.
2. Smith P. W., Turner E. H. (1977) A Bistable Fabry-Perot Resonator. *Applied Physics Letters*. 30 (6), 280–281. Doi: 10.1063/1.89367.
3. Petrov Yu. V. (ed.) (2015) *Computer-Aided Design Systems for Electronic Devices and Systems (E-CAD/EDA Systems)*. Saint Petersburg, Baltic State Technical University Publ. 64.
4. Tsu David V. (1999) Obtaining Optical Constants of Thin $\text{Ge}_x\text{Sb}_y\text{Te}_z$ Films from Measurements of Reflection and Transmission. *Journal of Vacuum Science & Technology A: Vacuum, Surfaces, and Films*. 17 (4).
5. Atkinson K. E. (1978) *An Introduction to Numerical Analysis*. Canada, John Wiley & Sons Publ. 88–95.
6. Press W. H., Teukolsky S. A., Vetterling W. T., Flannery B. P. (1992) *Numerical Recipes in Fortran, 2nd ed.* New York, Cambridge University Press. 372.
7. Nagendra C., Thutupalli G. (1981) Optical Constants of Absorbing Films. *Vacuum*. 31 (3), 141–145.
8. Skaar J. (2006) Fresnel Equations and the Refractive Index of Active Media. *Physical Review E*. 73 (2).
9. Langford A. A., Fleet M. L., Mahan A. H. (1989) Correction for Multiple Reflections in Infrared Spectra of Amorphous Silicon. *Solar Cells*. 27 (1–4), 373–383.
10. Hunt J. (2019) *Working with Excel Files. In: Advanced Guide to Python 3 Programming. Undergraduate Topics in Computer Science*. Springer, Cham.

Вклад авторов

Чан Ван Чиеу выполнил анализ оптических параметров образцов, разработал приложение для расчета параметров n и k .

Корсак К. В. и Новиков П. Э. провели натурный эксперимент, выполнили анализ оптических параметров образцов, разработали приложение для расчета параметров n и k , участвовали в подготовке рукописи статьи.

Ловшенко И. Ю. выполнил интерпретацию результатов моделирования, подготовил рукопись статьи.

Завадский С. М. и Голосов Д. А. провели натурный эксперимент, выполнили анализ оптических параметров.

Степанов А. А. и Губаревич А. А. выполнили моделирование оптических параметров, участвовали в подготовке рукописи статьи.

Колос В. В. осуществил постановку задачи для проведения исследования, получил экспериментальные результаты.

Соловьев Я. А. осуществил постановку задачи для проведения исследования.

Левчук Д. С. подготовил образцы для натурального эксперимента, выполнил анализ оптических параметров.

Стемпицкий В. Р. осуществил постановку задач для проведения исследования, участвовал в подготовке рукописи статьи.

Author's contribution

Tran Van Trieu analyzed the optical parameters of the samples, developed an application for the calculation of n and k parameters.

Korsak K. V. and Novikov P. E. conducted field experiment, analyzed optical parameters of samples, developed an application for calculation of n and k parameters, participated in the preparation of the manuscript of the article.

Lovshenko I. Yu. interpreted the modeling results and prepared the manuscript.

Zavadski S. M. and Golosov D. A. carried out the full-scale experiment, analyzed optical parameters.

Stepanov A. A. and Hubarevich A. A. performed modeling of optical parameters, participated in preparation of the manuscript.

Kolos V. V. carried out the problem statement for the research, obtained experimental results.

Solovjov Ya. A. carried out the problem statement for the research.

Liauchuk D. S. prepared samples for the full-scale experiment, analyzed optical parameters.

Stempitsky V. R. carried out the formulation of tasks for the study, participated in the preparation of the manuscript of the article.

Сведения об авторах

Чан Ван Чиеу, аспирант кафедры микро- и наноэлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Корсак К. В., магистрант кафедры микро- и наноэлектроники БГУИР

Новиков П. Э., магистрант кафедры микро- и наноэлектроники БГУИР

Ловшенко И. Ю., заведующий научно-исследовательской лабораторией «Компьютерное проектирование микро- и нанoeлектронных систем» (НИЛ 4.4) НИЧ БГУИР

Завадский С. М., к. т. н., доцент, доцент кафедры электронной техники и технологии, начальник центра «Электронных технологий и технической диагностики технологических сред и твердотельных структур» (Центр 9.1) НИЧ БГУИР

Голосов Д. А., к. т. н., доцент, доцент кафедры электронной техники и технологии, в. н. с. Центра 9.1 НИЧ БГУИР

Степанов А. А., к. т. н., доцент, доцент кафедры микро- и наноэлектроники, с. н. с. лаборатории «Устройства обработки и отображения информации» (НИЛ 4.7) НИЧ БГУИР

Губаревич А. А., н. с. лаборатории НИЛ 4.7 НИЧ БГУИР

Колос В. В., к. ф.-м. н., заместитель заведующего отраслевой лабораторией новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

Соловьев Я. А., к. т. н., доцент, заведующий отраслевой лабораторией новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

Левчук Д. С., инж. отраслевой лаборатории новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

Стемпичский В. Р., к. т. н., доцент, проректор по научной работе, научный руководитель НИЛ 4.4 НИЧ БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-88-90
E-mail: lovshenko@bsuir.by
Ловшенко Иван Юрьевич

Information about the authors

Tran Van Trieu, Postgraduate at Micro- and Nanoelectronics Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Korsak K. V., Master's Student at Micro- and Nanoelectronics Department of the BSUIR

Novikov P. E., Master's Student at Micro- and Nanoelectronics Department of the BSUIR

Lovshenko I. Yu., Head of the Research Laboratory “CAD in Micro- and Nanoelectronics” (Research Lab. 4.4) of R&D Department of the BSUIR

Zavadski S. M., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Electronic Engineering and Technology, Head of “Electronic Technologies and Technical Diagnostics of Technological Media and Solid-State Structures” (Center 9.1) of R&D Department of the BSUIR

Golosov D. A., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Electronic Engineering and Technology, Leading Researcher at the Center 9.1 of R&D Department of the BSUIR

Stepanov A. A., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at Micro- and Nanoelectronics Department, Senior Researcher at the Research Laboratory “Information Processing and Display Devices” (Research Lab. 4.7) of R&D Department of the BSUIR

Hubarevich A. A., Senior Researcher at the Research Lab. 4.7 of R&D Department of the BSUIR

Kolos V. V., Cand. of Sci., Deputy Head of the Industry Laboratory of New Technologies and Materials of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company

Solovjov Ya. A., Cand. of Sci., Associate Professor, Head of the Industry Laboratory of New Technologies and Materials of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company

Liauchuk D. S., Engineer of the Industry Laboratory of New Technologies and Materials of JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company

Stempitsky V. R., Cand. of Sci., Associate Professor, Vice-Rector for Academic Affairs, Adviser of the Research Lab. 4.4 of the BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-88-90
E-mail: lovshenko@bsuir.by
Lovshenko Ivan Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-81-87>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.4

ОНТОЛОГИЧЕСКОЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЕ БИЗНЕС-ПРОЦЕССОВ В УЧРЕЖДЕНИИ ОБРАЗОВАНИЯ

Е. А. БУЩИК

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

Поступила в редакцию 28.08.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Рассмотрены управленческие бизнес-процессы воспитательной работы в учреждении среднего специального образования: планирование идеологической, воспитательной и информационной работы, организация работы куратора, организация и формирование культуры безопасной жизнедеятельности, быта, досуга, физической культуры и здорового образа жизни. Приведена модель бизнес-процесса «Управление работой куратора» в нотации BPMN. С помощью теории множеств представлены выходные данные моделей бизнес-процессов воспитательной работы. Разработана онтологическая модель воспитательной работы в учреждении среднего специального образования. Данная модель отображает классы, экземпляры и связи между ними, что позволяет структурировать и унифицировать базу знаний рассматриваемой предметной области.

Ключевые слова: бизнес-процессы воспитательной работы, среднее специальное образование, онтологическая модель.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Бущик, Е. А. Онтологическое представление бизнес-процессов в учреждении образования / Е. А. Бущик // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 81–87. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-81-87>.

ONTOLOGICAL REPRESENTATION OF BUSINESS PROCESSES IN AN EDUCATIONAL INSTITUTION

ELIZAVETA A. BUSHCHYK

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

Submitted 28.08.2023

Abstract. Management business processes of educational work in an institution of secondary special education, such as the planning of ideological, educational and information work, organization of curator's work, organization and formation of culture of safe life activity, everyday life, leisure, physical culture and healthy lifestyle are considered. The business process model "Curator's work management" in BPMN notation is presented. With the help of set theory, the output data of business process models of educational work are presented. The ontological model of educational work in an institution of secondary specialized education is developed. This model displays classes, instances, and relations between them, which allows structuring and unifying the knowledge base of the subject area under consideration.

Keywords: business processes of educational work, specialized secondary education, ontological model.

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

For citation. Bushchyk E. A. (2023) Ontological Representation of Business Processes in an Educational Institution. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 81–87. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-81-87> (in Russian).

Введение

Современные глобальные экономические и социальные изменения ставят задачи, среди которых – повышение национальной конкурентоспособности в условиях социально-экономических трансформаций. Эти задачи не могут быть решены без создания единого цифрового пространства, цифровой трансформации, без новых технологий и новых знаний, важнейшим институтом которых является система образования. Обществу нужны образованные, нравственные, предприимчивые и компетентные личности, способные самостоятельно принимать ответственные решения в ситуации выбора. Для подготовки таких людей требуются обновление системы образования и ориентация на личность обучающегося, перенос акцента с педагогической деятельности на продуктивную учебно-познавательную деятельность обучающегося [1].

В связи с этим в образовании и воспитании наблюдается переход к созданию условий для самоутверждения, самореализации и самоопределения личности обучающегося. При этом особая роль в учреждениях образования отводится кураторам учебных групп, которые призваны осуществлять взаимодействие с обучающимися с позиций сотрудничества, педагогической поддержки и личностно-равноправных отношений.

В статье раскрыта проблема управления работой куратора в учреждении среднего специального образования в контексте возможного пути цифровой трансформации бизнес-процессов идеологической и воспитательной работы. Для цифровизации бизнес-процессов необходимо произвести обобщение данных о деятельности в учреждениях образования за счет подробной формализации путем построения концептуальной схемы – онтологии. При моделировании онтологии бизнес-процессов используется формальная модель, которую можно представить следующим выражением:

$$O = \langle T, A, R \rangle, \quad (1)$$

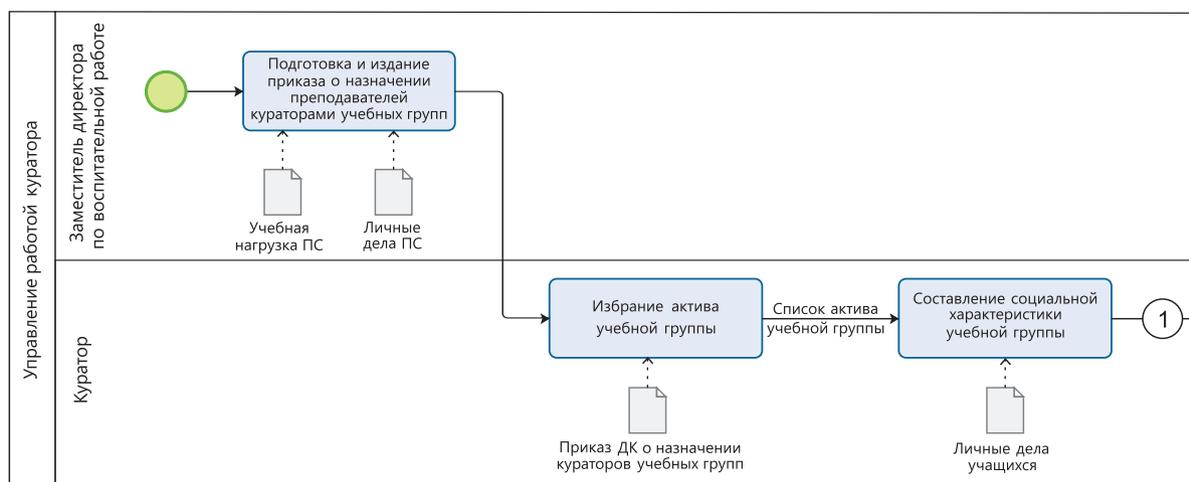
где T – множество терминов предметной области онтологии; A – множество атрибутов конкретного термина, описывающих классы онтологии; R – множество отношений между терминами.

Основная часть

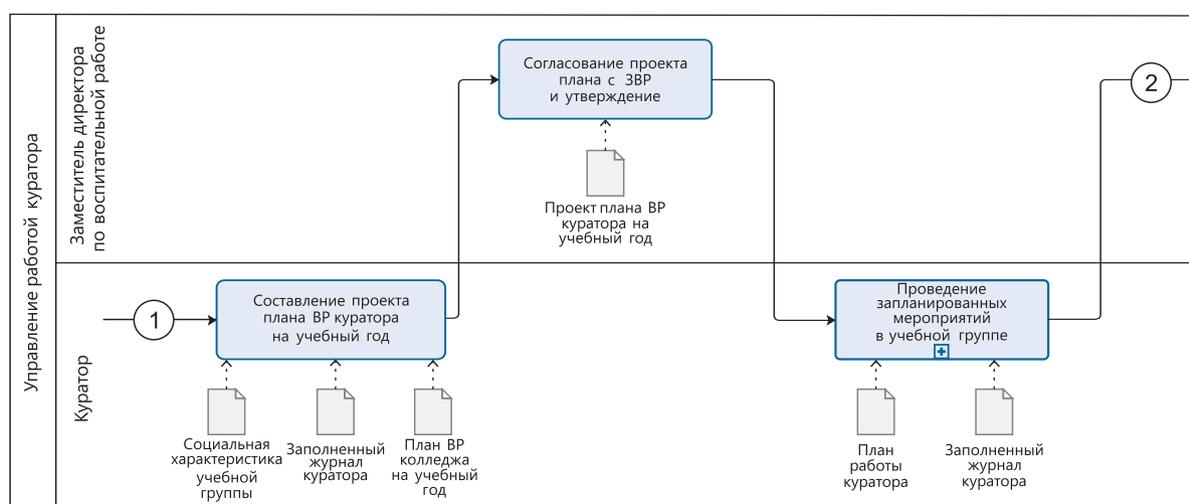
Идеологическая и воспитательная работа в учреждении среднего специального образования (УССО) включает в себя совокупность управленческих бизнес-процессов: планирование идеологической, воспитательной и информационной работы, организацию работы куратора, организацию и формирование культуры безопасной жизнедеятельности, быта, досуга, физической культуры и здорового образа жизни. Для подробного представления каждого из выделенных направлений управленческих бизнес-процессов воспитательной деятельности были спроектированы модели управления в нотации BPMN [2].

Рассмотрим одну из этих моделей на примере бизнес-процесса «Управление работой куратора». Модель разбита на последовательные части для визуального структурирования моделируемых действий. На рис. 1, *a* отображен алгоритм реализации этого бизнес-процесса. Согласно алгоритму, на основании анализа учебной нагрузки преподавательского состава на следующий учебный год и личных дел преподавателей заместитель директора по воспитательной работе готовит проект приказа о назначении преподавателей кураторами учебных групп. Далее кураторы организуют избрание актива группы и представляют список актива заместителю директора по воспитательной работе. Кураторы на основе анализа личных дел учащихся вместе с социально-педагогической и психологической службами (СППС) составляют социально-психологические характеристики учебных групп. Куратор составляет план работы для конкретной учебной группы с учетом общих задач и направлений воспитательной работы в УССО, который утверждается заместителем директора по воспитательной работе. В соответствии с планом работы куратора в учебной группе организуются воспитательные мероприятия (рис. 1, *b*).

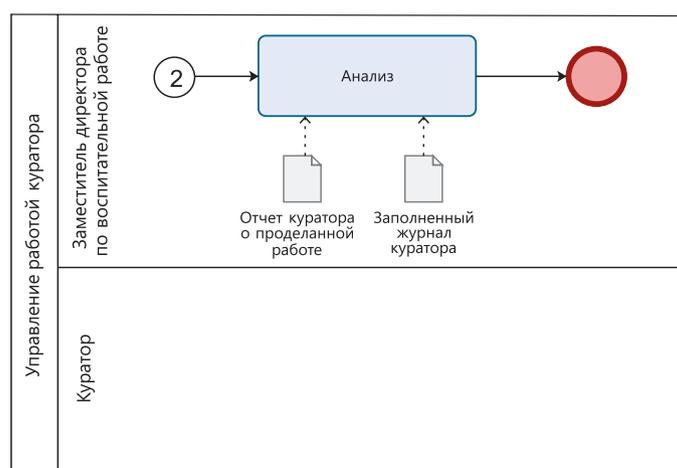
Завершающим действием является блок анализа (рис. 1, *c*), который предполагает отчеты куратора о проделанной воспитательной работе, предоставление статистических показателей конструктивных активностей обучающихся, информации об участии куратора в работе методического объединения кураторов, открытых заседаний педагогического совета. Полученные данные о работе кураторов являются составной частью мониторинга воспитательной работы в УССО.



a



b



c

Рис. 1. Модели первого (a), второго (b) и третьего (c) блоков бизнес-процесса «Управление работой куратора»: ВР – воспитательная работа; ЗВР – заместитель директора по воспитательной работе; ПС – преподавательский состав; ДК – директор колледжа (учреждения среднего специального образования)

Fig. 1. Models of the first (a), second (b) and third (c) blocks of the business process “Curator’s work management”: VR – educational work; ZVR – deputy director for educational work; PS – teaching staff; DK – director of a college (institution of secondary specialized education)

Бизнес-процесс «Управление работой куратора» в теории множеств может быть представлен следующим образом:

$$V_1 = \{O_{ic}, AL, SP, SL, SJ, SR\}, \quad (2)$$

где V_1 – бизнес-процесс «Управление работой куратора»; Q_{ic} – приказ о назначении преподавателей кураторами учебных групп; AL – список актива учебной группы; SP – социальная характеристика учебной группы; SL – заполненный журнал куратора; SJ – план работы куратора; SR – отчет куратора о проделанной работе.

По аналогии были разработаны другие направления бизнес-процессов управления воспитательной работой, по результатам которых получены следующие множества:

$$V_2 = \{E_p, P_d, WP_{ma}, WP_c\}; \quad (3)$$

$$V_3 = \{O_{rg}C, DR, CO, A_{con}, LC, S_{con}, P_{con}, CW\}; \quad (4)$$

$$V_4 = \{CP_{ms}, O_{rg}C, DR, C_{omp}O, A_{sg}, LT, P_{comp}, FP_{comp}, CW\}; \quad (5)$$

$$V_5 = \{OES_{IPG}, T_{infoday}, IM_{Rl}, WA, RI_{infoday}\}, \quad (6)$$

где V_2 – бизнес-процесс «Управление планированием идеологической и воспитательной работы»; E_p – план воспитательной работы (ВР) учреждения образования; P_d – план ВР в общежитии, куратора, СППС, воспитателя, клубов по интересам; WP_{ma} – план работы методического объединения кураторов и воспитателей; WP_c – план работы куратора; V_3 – бизнес-процесс «Управление порядком организации и проведения конкурсов»; $O_{rg}C$ – список оргкомитета в УССО по подготовке и проведению конкурса; DR – проект положения о проведении конкурса; CO – приказ о проведении конкурса; A_{con} – заявки участников конкурса; LC – список участников конкурса; S_{con} – сценарий проведения конкурса; P_{con} – протоколы жюри конкурса; CW – дипломы победителей; V_4 – бизнес-процесс «Управление порядком организации и проведения спортивных соревнований»; CP_{ms} – календарный план спортивно-массовых мероприятий; $O_{rg}C$ – список оргкомитета учреждения образования по подготовке и проведению спортивных соревнований; DR – проект положения о проведении соревнования; $C_{omp}O$ – приказ о проведении соревнования; A_{sg} – заявки от учебных групп на участие в соревновании; LT – список команд-участниц соревнования; P_{comp} – протоколы соревнований; FP_{comp} – итоговые протоколы результатов соревнований; V_5 – бизнес-процесс «Управление порядком организации и проведения информационной работы»; OES_{IPG} – приказ о создании и составе информационно-пропагандистской группы; $T_{infoday}$ – тематика и материалы единого дня информирования; IM_{Rl} – информационные материалы республиканского уровня; WA – письменные ответы на вопросы; $RI_{infoday}$ – отчет о проведении единого дня информирования.

Для перехода к цифровой трансформации бизнес-процессов учреждения среднего специального образования необходимо реализовать принцип открытости систем, ключевым свойством которого является интероперабельность. В свою очередь, интероперабельность включает такие уровни, как организационный, семантический, технический [3]. В целях проектирования семантического уровня проанализированы модели бизнес-процессов и множества, характеризующие идеологическую и воспитательную работу в УССО. На основании онтологического подхода к реализации семантического уровня были выделены следующие классы: «Исполнитель», «Документация», «Информационный объект», «Мероприятие».

Онтологическая модель бизнес-процесса «Идеологическая и воспитательная работа» представлена на рис. 2, где каждый из выделенных классов детализирован и представлен в виде декомпозиции, образуя иерархию классов. Связи между классами онтологии отмечены стрелками, обозначающими характер их взаимодействий. Модель бизнес-процесса «Идеологическая и воспитательная работа» отображает логику семантического уровня как единое представление всех данных между информацией и агентами.

Класс «Исполнитель» (рис. 3) иллюстрирует взаимодействие субъектов воспитательного процесса. С одной стороны – это учебная группа, включающая самих обучающихся и актив группы, которая является субъектом воспитания и в то же время выступает объектом, на который направлены процессы воспитательной деятельности. С другой стороны – заместитель директора по воспитательной работе, куратор, руководитель физического воспитания, руководитель по военно-патриотическому воспитанию, педагог-организатор, социальный педагог, педагог-психолог, реализующие и контролирующие воспитательный процесс.

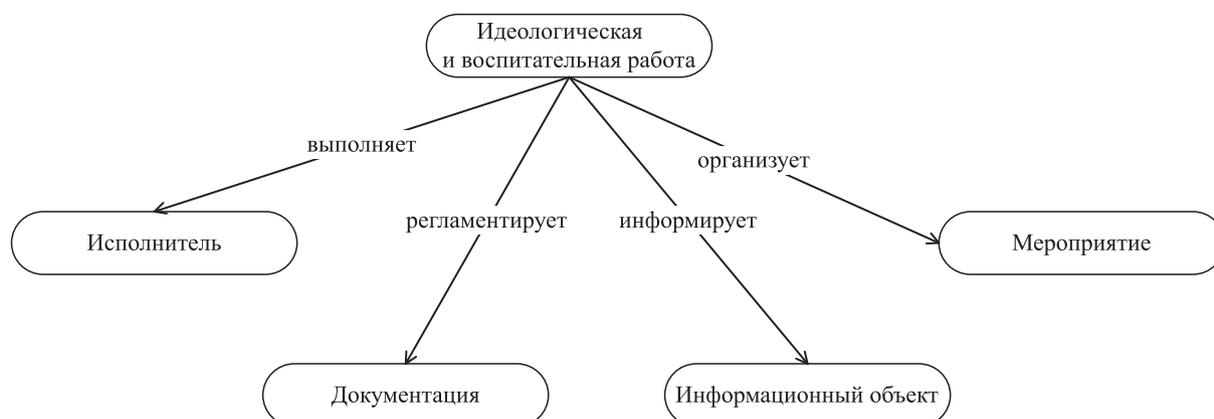


Рис. 2. Онтологическая модель бизнес-процесса «Идеологическая и воспитательная работа»
Fig. 2. Ontology model of the business process “Ideological and educational work”

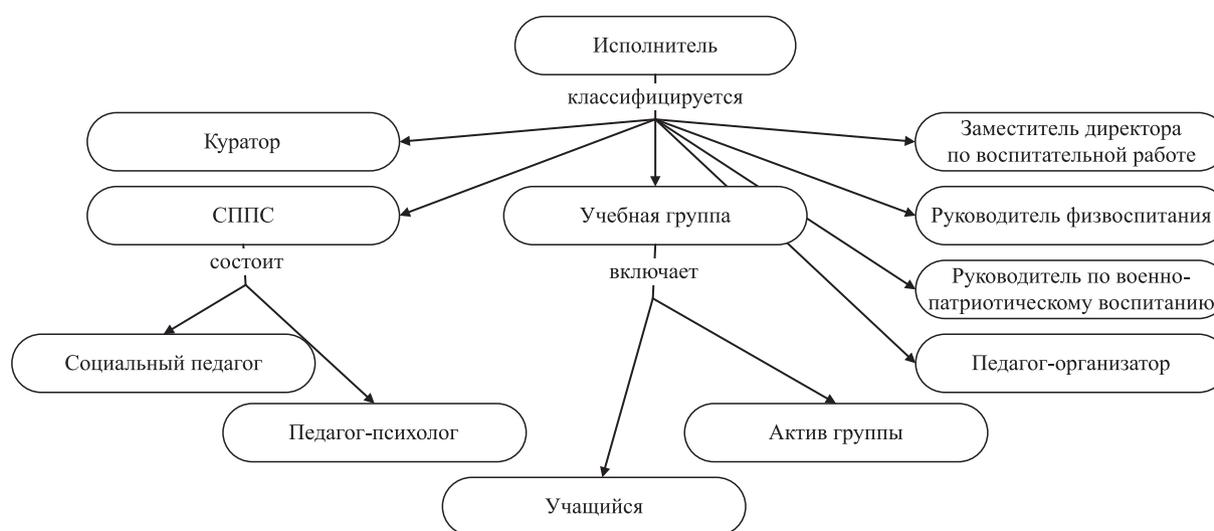


Рис. 3. Декомпозиция класса «Исполнитель»
Fig. 3. Decomposition of the “Executor” class

Класс «Информационный объект» показывает механизмы распространения информации о процессуальном содержании воспитания в УССО (рис. 4).

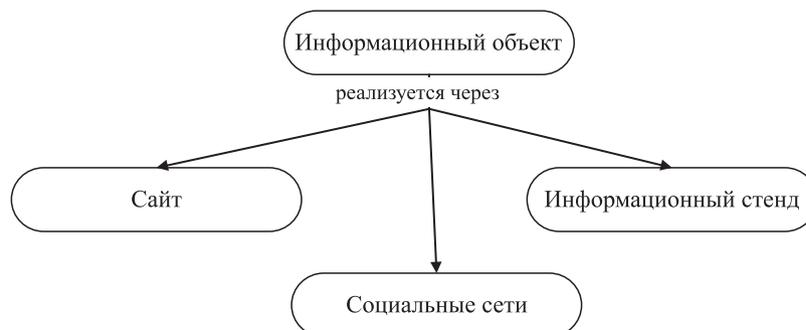


Рис. 4. Декомпозиция класса «Информационный объект»
Fig. 4. Decomposition of the “Information object” class

Класс «Мероприятие» (рис. 5) отражает основные виды мероприятий согласно направлениям идеологической и воспитательной работы, определенным Программой непрерывного воспитания детей и учащейся молодежи на 2021–2025 годы: идеологическое, гражданское и патриотическое воспитание; культура безопасной жизнедеятельности и здорового образа жизни, трудовое и профессиональное воспитание; психологическая культура, культура быта и досуга; семейное и правовое воспитание; защита прав и законных интересов и др. [4].

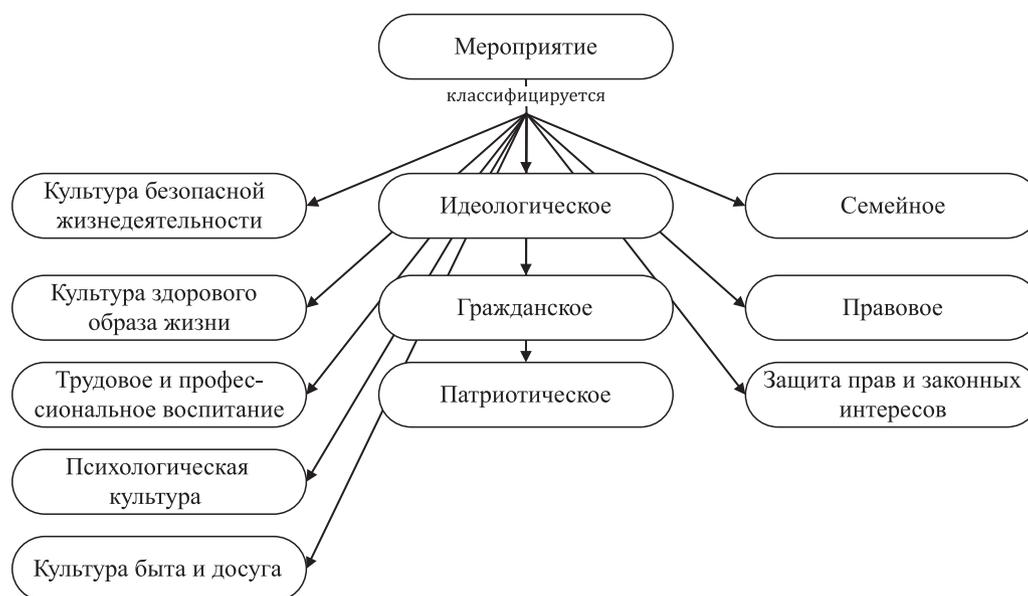


Рис. 5. Декомпозиция класса «Мероприятие»
Fig. 5. Decomposition of the “Event” class

Класс «Документация» (рис. 6) отображает иерархию документов при планировании воспитательной работы.

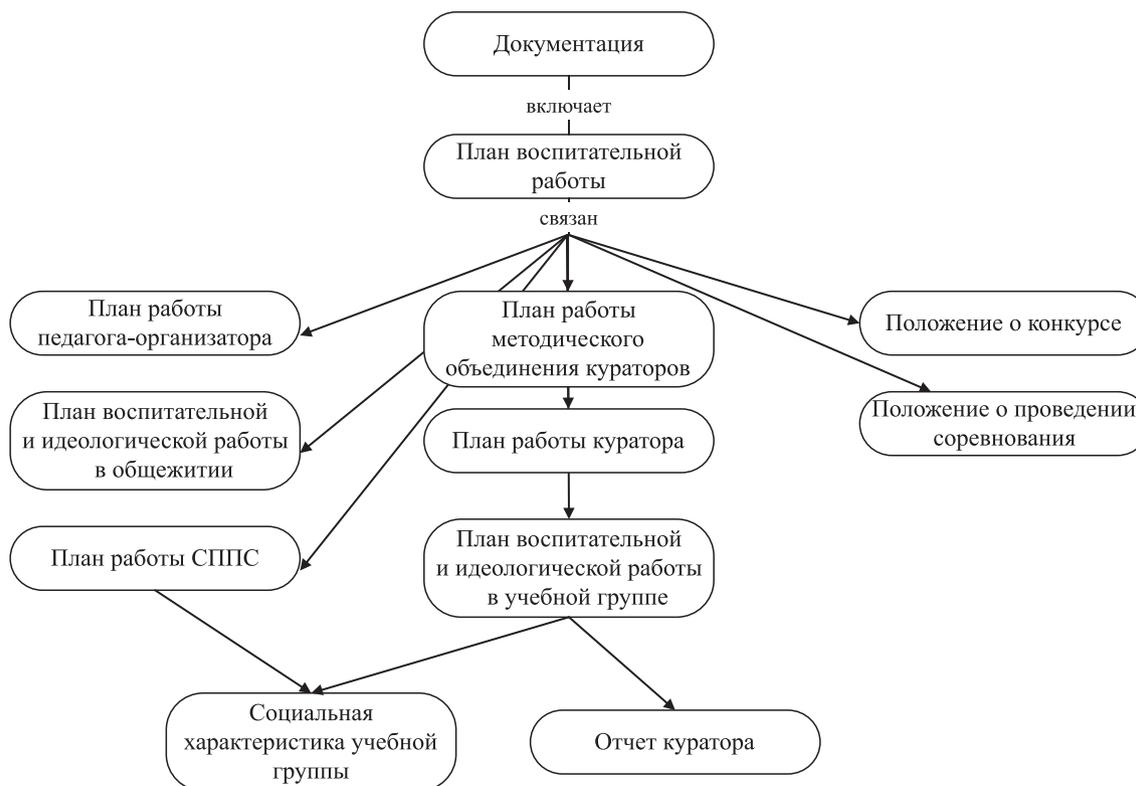


Рис. 6. Декомпозиция класса «Документация»
Fig. 6. Decomposition of the “Documentation” class

Представленная в статье исследовательская позиция в виде пересекающихся множеств бизнес-процессов и онтологической модели идеологической и воспитательной работы, позволила очертить операционные процессы в учреждении среднего специального образования. На основании онтологического подхода показана возможность оптимизации интеграции бизнес-процессов с целью дальнейшего понимания бизнес-процессов внутри взаимодействующих систем.

Заключение

1. Представлена модель одного из направлений бизнес-процессов «Управление работой куратора» в соответствии с организацией воспитательной работы в учреждении среднего специального образования.

2. На основании теории множеств приведены выходные данные моделей бизнес-процессов воспитательной работы. Выделенные множества являются базисом для построения онтологической модели воспитательной работы, которая отображает классы, экземпляры и связи между ними.

3. Разработанная онтологическая модель воспитательной работы позволит структурировать и унифицировать базу знаний рассматриваемой предметной области, открыть возможность для оптимизации бизнес-процессов в учреждении среднего специального образования.

Список литературы / References

1. The Concept of Education System Development of the Republic of Belarus until 2030. *Resolution of the Council of Ministers of the Republic of Belarus, Nov. 30, 2021, No 683*. Available: <http://edu.gov.by> (in Russian).
2. Listopad N. I., Bushchyk E. A. (2023) Model of Educational Process Management in Institutions of Secondary Special Education. *Digital Transformation*. 29 (2), 52–59. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-29-2-52-59> (in Russian).
3. Listopad N. I., Bushchyk E. A. (2023) Model of Interoperability of Information Systems of Information and Communication Environment of Secondary Special Education Institution. *Materials of the International Scientific and Technical Conference “Open Semantic Technologies for Intelligent Systems”*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 279–284 (in Russian).
4. Program Continuous Education of Children and Students for 2021–2025. *Resolution of the Council of Ministers of the Republic of Belarus, Dec. 31, 2020, No 312*. Available: <https://adu.by/images/2023/vosp/programma-vospitaniya-2021-2025.pdf> (in Russian).

Сведения об авторе

Бущик Е. А., аспирант кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-89-25
E-mail: e.bushchik@bsuir.by
Бущик Елизавета Александровна

Information about the author

Bushchyk E. A., Postgraduate at the Information Radiotechnologies Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-89-25
E-mail: e.bushchik@bsuir.by
Bushchyk Elizaveta Alexandrovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-88-95>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

РАСПОЗНАВАНИЕ АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ ПО СПЕКТРАЛЬНЫМ ПОРТРЕТАМ С УЧЕТОМ КОНСТРУКТИВНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ТУРБОРЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Е. В. ЗАЙКО¹, П. Н. ШУМСКИЙ²

¹Военная академия Республики Беларусь (г. Минск, Республика Беларусь)

²Центр радиотехники Национальной академии наук Беларуси (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 10.05.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. В статье рассмотрено устройство радиолокационного распознавания, позволяющее на основании анализа конструкции двигательной установки определять класс (тип) наблюдаемого воздушного объекта. Определение класса (типа) наблюдаемого объекта осуществлялось путем исследования соотношений модуляционных частот спектрального радиолокационного портрета. Получены решающее правило, а также структурная схема устройства, позволяющие определять класс и дополнительно тип наблюдаемого воздушного объекта, оснащенного турбореактивным двигателем. Для формирования апостериорной плотности вероятности использовали численный метод Монте-Карло. Представлены результаты математического моделирования, подтверждающие эффективность предложенного устройства.

Ключевые слова: радиолокационное распознавание, вторичная модуляция, спектральный радиолокационный портрет, турбинная модуляция, метод Монте-Карло.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Зайко, Е. В. Распознавание аэродинамических объектов по спектральным портретам с учетом конструктивных особенностей турбореактивных двигателей / Е. В. Зайко, П. Н. Шумский // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 88–95. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-88-95>.

RECOGNITION OF AERODYNAMIC OBJECTS ON SPECTRAL PORTRAITS TAKING INTO ACCOUNT DESIGN FEATURES OF TURBOJETS

EUGENIE V. ZAIKO¹, PETR N. SHUMSKY²

¹Military Academy of the Republic of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

²Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 10.05.2023

Abstract. In the article the device of radar-tracking recognition allowing on the basis of the analysis of a design of impellent installation to define a class (type) of observable air object is considered. Determination of the class (type) of the observed object was carried out by studying the ratios of the modulation frequencies of the spectral radar portrait. The solving rule, as well as the device block diagram are obtained, allowing to define the class and, in addition, the type of the observed air object equipped with a turbojet engine. To form a posteriori probability density, the numerical method of Monte-Carlo was used. The results of the mathematical modelling, confirming the efficiency of the proposed device, are presented.

Keywords: radar-tracking recognition, secondary modulation, spectral radar-tracking portrait, turbine modulation, Monte-Carlo method.

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

For citation. Zaiko E. V., Shumsky P. N. (2023) Recognition of Aerodynamic Objects on Spectral Portraits Taking into Account Design Features of Turbojets. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 88–95. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-88-95> (in Russian).

Введение

Радиолокационные системы и средства мониторинга воздушной обстановки являются источником полезной информации, которая используется для повышения эффективности управления на различных уровнях. Информация о классе (типе) наблюдаемого объекта позволяет выбирать наиболее опасные цели в налете, определять состав групповых целей, селективировать цели по решаемым задачам, вскрывая замысел противника, и т. п. Определение класса (типа) наблюдаемого воздушного объекта – результат решения задачи распознавания [1]. Повышение эффективности классификации наблюдаемых объектов – весьма востребованная и актуальная задача.

Для определения класса (типа) наблюдаемого объекта используются различные классификационные признаки (сигнальные, траекторные, тактические и др.). В радиолокационных системах (РЛС) в качестве сигнальных признаков, как правило, применяются радиолокационные портреты (РЛП) объектов наблюдения [1]. Несмотря на широкий ассортимент существующих РЛП, их практическое использование зачастую ограничено возможностями радиолокационных систем. Определенный практический интерес вызывает спектральный радиолокационный портрет (СРЛП), который характеризуется высокой информативностью и простотой формирования в современных когерентных РЛС. СРЛП представляет собой упорядоченную совокупность комплексных амплитуд отраженного сигнала, относящихся к различным элементам разрешения по частоте [1]. Обобщенный СРЛП включает так называемую планерную составляющую спектра отраженного сигнала, обусловленную отражением сигнала от корпуса наблюдаемого объекта, а также спектральные модуляционные компоненты, обусловленные отражением сигнала от наблюдаемых вращающихся элементов конструкции цели (так называемые составляющие спектра вторичной модуляции (ВМ)) (рис. 1). В качестве источников формирования компонент ВМ, как правило, выступают лопасти несущих винтов вертолета, тяговые винты двигателей объектов, ступени винтов турбин турбовинтовых и турбореактивных двигателей самолетов, лопасти рулевых (хвостовых) винтов вертолета и т. п. [2–4].

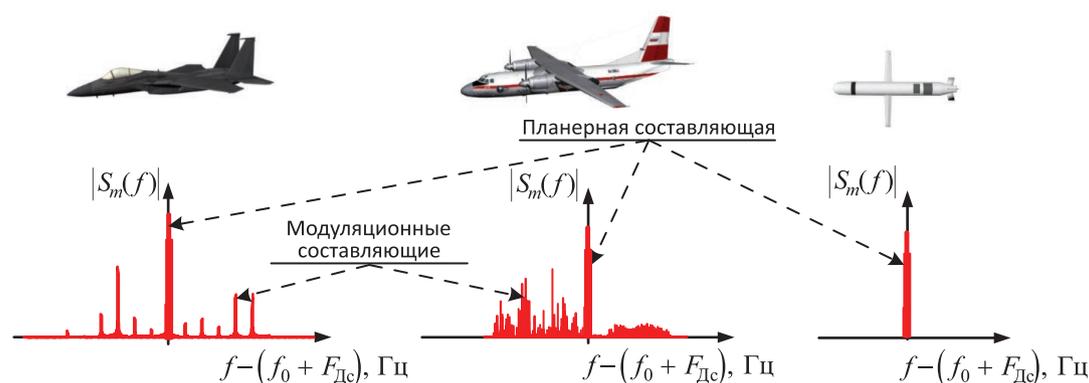


Рис. 1. Иллюстрация спектрального радиолокационного портрета различных классов
Fig. 1. Illustration spectral radar-tracking portrait of various classes

При распознавании класса наблюдаемого объекта по СРЛП, как правило, ограничиваются анализом амплитуды (мощности) спектральных составляющих, а также их распределения вдоль оси частот [2–4]. Следует отметить, что положение на оси частот компонент ВМ зависит от ряда информативных параметров, в качестве которых принято рассматривать количество наблюдаемых лопастей винта $N_{л}$, а также режим работы двигательной установки, определяющийся текущим значением частоты вращения $F_{вр}$. Значения приведенных параметров, как правило, отличаются для различных классов (типов) объектов [2–4].

Целью исследований являлись разработка структуры устройства радиолокационного распознавания класса (типа) наблюдаемого аэродинамического объекта, учитывающего особенности конструкции его двигательных установок, а также анализ эффективности функционирования полученного классификатора.

Основная часть

При облучении зондирующим сигналом радиолокационной цели возникает эффект вторичного излучения [2]. Вибрирующие и вращающиеся элементы конструкции наблюдаемого объекта в процессе вторичного излучения вызывают модуляцию параметров радиолокационного сигнала. Это обуславливает возникновение в спектре отраженного сигнала спектральных компонент ВМ. В зависимости от источника возникновения компонент ВМ различают [2]:

- пропеллерную модуляцию, источником которой являются крупногабаритные вращающиеся лопасти вертолетов или быстровращающиеся лопасти винтов турбовинтовых самолетов;
- турбинную модуляцию, обусловленную отражением сигнала от воздухозаборников и лопастей турбин турбореактивных самолетов;
- вибрационную модуляцию, обусловленную отражениями от вибрирующих элементов корпуса объекта, обусловленную работой двигательных установок, перегрузками в процессе полета и др.

Следует отметить, что каждый из распознаваемых типовых воздушных объектов характеризуется конкретным типом двигательной установки. При этом рабочий диапазон значений частот вращения вала двигательной установки или компрессора низкого давления (КНД), а также значения числа лопаток двигательной установки объекта анализируемого класса (типа) являются его информативным классификационным признаком [5]. Таким образом, спектральный состав наблюдаемых радиолокационных сигналов характеризует не только класс объекта, но и его тип [2–4]. Рассматривая СРЛП воздушных объектов, оснащенных турбореактивными двигателями, следует отметить, что конструкция турбин предусматривает наличие нескольких ступней винтов КНД, отличающихся количеством лопаток (рис. 2) [5].

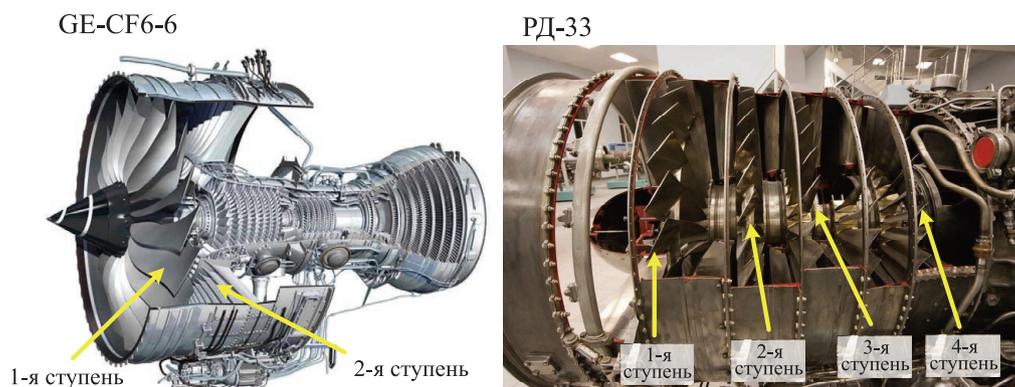


Рис. 2. Примеры турбореактивных двигателей с различным числом ступней
Fig. 2. Examples of turbojets with various number of steps

Процесс облучения радиолокационным сигналом турбореактивного двигателя наблюдаемого объекта обуславливает возникновение эффекта турбинной модуляции [2]. При этом радиолокационный сигнал многократно переотражается от нескольких ступней винтов КНД. В результате происходит обогащение спектра отраженного сигнала: кроме модуляционной составляющей сигнала на частотах $kN_{\text{л}}^1 F_{\text{вр}}$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ ($N_{\text{л}}^1$ – количество лопаток в первой ступени винтов КНД), которые характеризуются отражением сигнала от первой ступени КНД, возникают спектральные составляющие на комбинационных частотах $(k_1 N_{\text{л}}^1 + k_2 N_{\text{л}}^2) F_{\text{вр}}$, $k = \pm 1, \pm 2, \dots$ ($N_{\text{л}}^2$ – количество лопаток во второй ступени КНД) [2, 3].

При радиолокационном распознавании классов (типов) наблюдаемых объектов целесообразно использовать априорные сведения о количестве двигателей объекта, количестве лопаток вин-

тов или ступеней винтов двигателей [2, 3, 6]. Кроме того, следует учитывать текущее значение частоты вращения вала двигательных установок объекта.

В ряде практически важных случаев, характеризующихся высокими отношениями сигнал-шум, в СРПП наиболее интенсивно проявляются компоненты частоты турбинной модуляции, обусловленные отражением от первой и второй ступеней двигателя [3, 6]. С учетом данного факта, в интересах распознавания аэродинамических объектов с турбореактивными двигателями по СРПП в качестве классификационных признаков, кроме значений спектральных компонент, формируемых первой ступенью КНД, целесообразно дополнительно использовать спектральные компоненты, обусловленные комбинационными частотами. Такой подход позволил оценивать и учитывать при распознавании дополнительный признак-коэффициент, пропорциональный отношению модуляционных частот анализируемых ступеней КНД. В рамках данной статьи для определения типа распознаваемого объекта ограничимся использованием спектральных компонент турбинной модуляции от первой и второй ступеней двигателя.

Практическое использование СРПП для классификации наблюдаемых объектов несколько затрудняется наличием ракурсной зависимости, а также сложностью процедуры оценки значения частоты вращения вала двигателя. Проведенные исследования показали, что приемлемой эффективностью обладают алгоритмы, основанные на последовательной процедуре классификации при комплексировании сигнальных и траекторных классификационных признаков с их адаптацией к условиям наблюдения [7]. Последовательное правило принятия решения о классе объекта имеет вид [7]:

$$\begin{aligned}
 & \text{– для } n + 1 < K, \text{ если } \begin{cases} Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_k) > Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_g), g = \overline{1, M}, g \neq k; \\ Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_k) > \ln \left(\sum_{i=1, i \neq k}^M e^{Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_i)} \right) + \ln \left(\frac{1 - \Pi_{M+1}}{\Pi_{M+1}} \right), \text{ то } A_k^*, \text{ иначе } A_{M+1}^*; \end{cases} \\
 & \text{– для } n + 1 = K, \text{ если } Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_k) > Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_g), g = \overline{1, M}, g \neq k, \text{ то } A_k^*,
 \end{aligned} \tag{1}$$

где $Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_g)$ – значение логарифма правдоподобия в g -м канале обработки с первого по текущий $(n + 1)$ -й контакт; Π_{M+1} – стоимость принятия решения о продолжении наблюдения; K – значение номера контакта, при котором принимается решение о классе объекта без возможности продолжения наблюдения; \mathbf{f}'_{n+1} – совокупность реализаций принятого отраженного сигнала с первого по текущий $(n + 1)$ -й контакт; A_k^* – принятое решение о классе объекта, $k = \overline{1, M + 1}$; M – количество распознаваемых классов; $M + 1$ – гипотеза о продолжении наблюдения.

На выходах каналов обработки сигнальных и траекторных признаков объекта формируются отношения правдоподобия, характеризующие степень достоверности проверяемых гипотез на текущем $(n + 1)$ -м контакте $Z(\mathbf{f}'_{n+1} | A_g), g = \overline{1, M}$. Полученные значения поступают на устройство последовательного принятия решения, обеспечивая принятие решения о классе наблюдаемого объекта $A_k^*, k = \overline{1, M}$.

С учетом наличия в спектре анализируемых сигналов комбинационных частот в последовательном устройстве радиолокационного распознавания класса наблюдаемого объекта целесообразно реализовать возможность определения типа объекта, оснащенного турбореактивными двигателями. В этом случае правило принятия решения о типе наблюдаемого объекта, оснащенного турбореактивным двигателем, приобретает вид

$$\text{если } Z(\delta N | A_q) > Z(\delta N | A_l), l = \overline{1, Q}, l \neq q, \text{ то } A_q^*, \tag{2}$$

где $Z(\delta N | A_q)$ – коэффициент правдоподобия q -го типа объекта класса «турбореактивный самолет»; δN – коэффициент, характеризующий соотношение между значением модуляционных частот первой и второй ступеней КНД; A_q^* – решение о типе объекта ($q = \overline{1, Q}$, Q – число распознаваемых типов объектов).

Структурная схема устройства радиолокационного распознавания (РЛР) с дополнительным определением типа объекта класса «турбореактивный самолет» представлена на рис. 3.

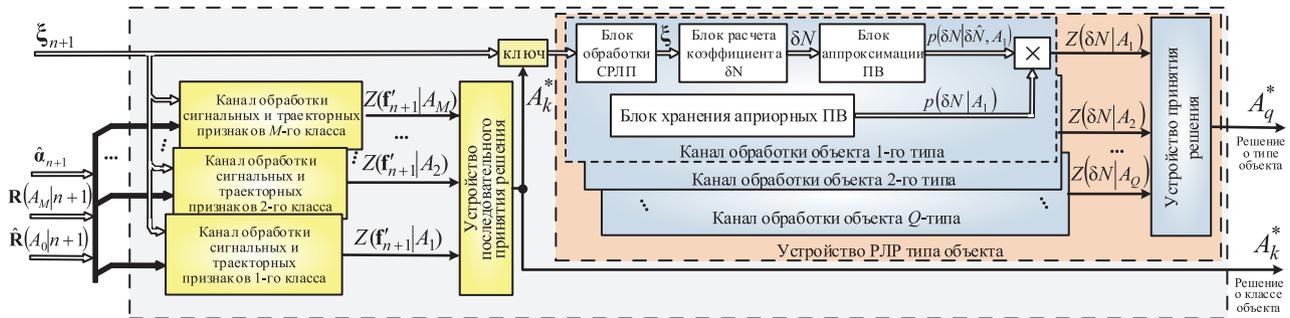


Рис. 3. Структурная схема устройства радиолокационного распознавания с определением типа объекта класса «турбореактивный самолет»
Fig. 3. Structural diagram of a radar recognition device with the definition of the type of object of the class “turbojet aircraft”

В случае принятия решения о наблюдении объекта, оснащенного турбореактивным двигателем (например, решение A_k^* – класс «турбореактивный самолет»), на вход каналов обработки устройства РЛР типа объекта поступают наблюдаемые отсчеты СРЛП (ξ_{n+1}). В блоке обработки СРЛП с помощью адаптивного порога выбираются составляющие спектра, обусловленные турбинной модуляцией СРЛП. В блоке расчета коэффициента δN определяется величина, пропорциональная отношению числа лопаток первой и второй ступеней винтов КНД, с учетом текущего значения частоты вращения вала двигателя. Определение спектральных составляющих, обусловленных значениями $F_{вр} \hat{N}_д^1$, а также комбинационными частотами первой и второй ступеней винтов КНД $F_{вр} \hat{N}_д^{21}$, осуществляется путем анализа локальных максимумов СРЛП.

Следует отметить, что полученная оценка коэффициента $\delta \hat{N}$ характеризуется наличием ошибок оценивания. В связи с этим для оценивания плотности вероятности (ПВ) текущей оценки коэффициента $\delta \hat{N}$ целесообразно использовать численную аппроксимацию методом Монте-Карло. В основе этого метода лежит аппроксимация произвольной ПВ $p(N)$ совокупностью случайных отсчетов $N^{(s)}$, $s = \overline{1, N_{МК}}$, $N_{МК} \gg 1$, с использованием нормированных весов этих отсчетов $w^{(s)}$ [8]. Для аппроксимации численным методом Монте-Карло используется обобщенный гауссовский закон распределения ($p_{GGD}(x)$) [9]:

$$p_{GGD}(x) = \frac{1}{2A(p, \sigma)} e^{-\left(\frac{x-\mu}{A(p, \sigma)}\right)^p}, \quad (3)$$

где $A(p, \sigma) = \sqrt{(\sigma^2 \Gamma(1/p)) / \Gamma(3/p)}$ – параметр распределения; $\Gamma(x) = \int_0^\infty t^{x-1} e^{-t} dt$ – гамма-функция; σ – среднеквадратическое отклонение; μ – математическое ожидание; p – параметр формы.

При аппроксимации ПВ $p(\delta \hat{N} | \delta N, A_q)$ в качестве математического ожидания использованы формируемая оценка значения $\delta \hat{N}$, параметр формы $p = 10$, а значение среднеквадратического отклонения определялось точностью определения частоты модуляционных составляющих.

В блоке расчета отношения правдоподобия находили коэффициент правдоподобия каждого распознаваемого q -го типа объекта

$$Z(\delta N | A_q) = \int_{V_{N_d}^{(q)}} p(\delta N | A_q) p(\delta \hat{N} | \delta N, A_q) d\delta N, \quad q = \overline{1, Q}, \quad (4)$$

где $V_{N_d}^{(q)}$ – область, определяемая соотношением числа лопаток первой и второй ступеней лопастей КНД двигателя q -го типа объекта класса «турбореактивный самолет»; $p(\delta N | A_q)$ – априорная плотность вероятности распределения коэффициента $\delta \hat{N}$ для q -го типа объекта класса «турбореактивный самолет»; $p(\delta \hat{N} | \delta N, A_q)$ – плотность вероятности распределения оценки коэффициента $\delta \hat{N}$ (функция правдоподобия).

В каждом канале обработки объекта q -го типа полученная численная аппроксимация ПВ $p(\delta\hat{N}|\delta N, A_q)$ коэффициента $\delta\hat{N}$ сопоставлялась с априорными ПВ значений коэффициента δN распознаваемых типов объектов $p(\delta N|A_l)$, $l=1, Q$, аппроксимированных обобщенным гауссовским законом распределения (рис. 4).

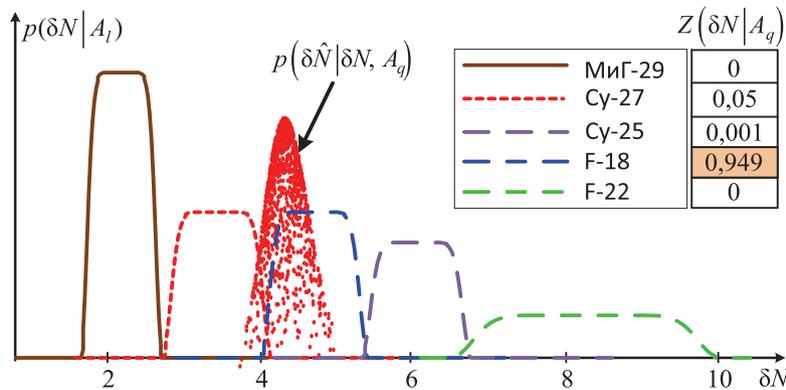


Рис. 4. Пример аппроксимации плотностей вероятности численным методом Монте-Карло
Fig. 4. Example of approximation of density of probability a numerical method of Monte-Carlo

В результате обработки в каждом канале формируется коэффициент правдоподобия $Z(\delta N|A_q)$, $q=1, Q$, применительно к анализируемым типам наблюдаемых объектов класса «турбореактивный самолет». В блоке принятия решений в соответствии с выражением (2) определяли тип наблюдаемого объекта класса «турбореактивный самолет». На выходе устройства РЛР типа объекта класса «турбореактивный самолет» формируется решение A_q^* .

Предложенный подход обеспечивает расширение функциональности известного алгоритма радиолокационного распознавания класса наблюдаемого объекта, позволяя дополнительно определять тип объектов, оснащенных турбореактивными двигателями (например, В-52, F-16, МиГ-29, F-22, Mirage-2000 и т. п.).

Оценка эффективности функционирования устройства РЛР типа наблюдаемого объекта класса «турбореактивный самолет» производилась методом математического моделирования. Для этого были выбраны несколько объектов класса «турбореактивный самолет» [3, 5]. При формировании входных сигналов использовалась обобщенная математическая модель имитатора, учитывающая закономерности отражений сигналов от двигательных установок [6]. В качестве показателей, характеризующих эффективность функционирования устройства радиолокационного распознавания, рассматривались значения вероятности правильного распознавания $D(\rho)$, где ρ – отношение сигнал-шум на выходе устройства когерентного накопления [1]. Результаты математического моделирования в виде графиков условных вероятностей правильного распознавания приведены на рис. 5.

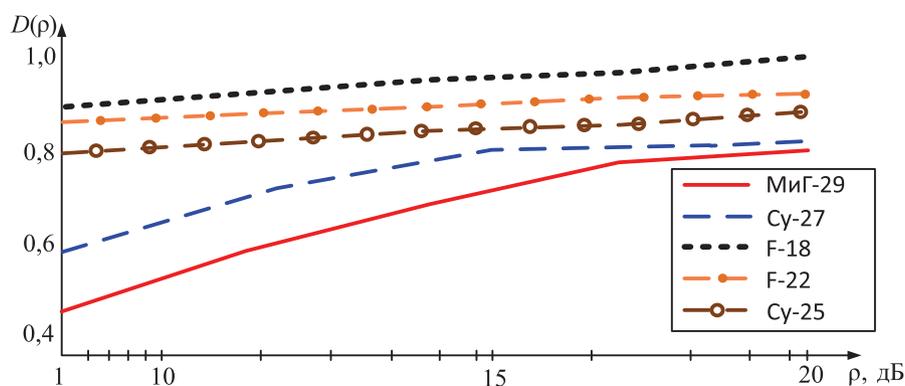


Рис. 5. Вероятности правильного распознавания типа наблюдаемого объекта класса «турбореактивный самолет»

Fig. 5. Probabilities of correct recognition of observable object type of a class “the turbojet plane”

Результаты исследований

Полученные результаты показывают, что при высоких отношениях сигнал-шум представленное устройство РЛР позволяет с приемлемой достоверностью определять тип наблюдаемого объекта класса «турбореактивный самолет». Однако стоит отметить, что при малых отношениях сигнал-шум для объектов Су-27 и Mirage-2000 наблюдается низкая достоверность распознавания, связанная с тем, что их СРЛП теряют контрастность по отношению к другим СРЛП на фоне шумов. Полученные результаты не противоречат физическим аспектам и подтверждают эффективность рассмотренного устройства определения типа наблюдаемого объекта.

Заключение

1. Предложен вариант расширения функциональных возможностей устройства радиолокационного распознавания объектов по спектральным портретам. Представлен вариант устройства радиолокационного распознавания, который для объекта класса «турбореактивный самолет» дополнительно позволяет определить тип наблюдаемого объекта.

2. Проведено математическое моделирование, результаты которого показали высокую эффективность разработанного устройства распознавания типа наблюдаемого объекта при больших отношениях сигнал-шум. Рассмотренное устройство может быть достаточно просто реализовано в современных когерентных радиолокаторах.

Список литературы

1. Радиозлектронные системы: основы построения и теория. 2-е изд., перераб. и доп. / Я. Д. Ширман и [др.]. М.: Радиотехника, 2007. 512 с.
2. Слюсарь, Н. М. Рассеяние и вторичная модуляция радиолокационных сигналов динамическими объектами / Н. М. Слюсарь. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2015. 288 с.
3. Слюсарь, Н. М. Частотные спектры сигналов, отраженных от самолетов с турбореактивными двигателями / Н. М. Слюсарь // Информационные радиосистемы и радиотехнологии – 2020: матер. Респуб. науч.-практ. конф., г. Минск, 28–29 окт. 2020 г. Минск: Белор. госуд. ун-т информ. и радиоэлектр., 2014. С. 257–267.
4. Гейстер, С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2000. 172 с.
5. Military Jet Engine Acquisition: Technology Basics and Cost-Estimating Methodology / Obaid Younossi [et al.]. USA: Santa Monica, 2002. 167 p.
6. Надточий, В. Н. Исследование особенностей описания признаков радиолокационного распознавания воздушных целей в бортовых радиолокационных системах / В. Н. Надточий // Современная наука: актуальные проблемы теории и практики. 2017. № 10. С. 20–24.
7. Синтез оптимального устройства последовательного сигнально-траекторного распознавания с адаптацией к пространственной ориентации наблюдаемого объекта / С. Н. Ярмолик [и др.] // Вестник Военной академии Республики Беларусь. 2020. № 3. С. 80–91.
8. Особенности использования метода Монте-Карло для аппроксимации статистических распределений результатов нелинейных преобразований в радиолокационных задачах / А. С. Солонар [и др.] // Весці Нацыянальнай акадэміі навук Беларусі. Серыя фізіка-тэхнічных навук. 2016. № 4. С. 91–98.
9. Лукин, В. В. Оценка параметра сдвига для семейства обобщенных гауссовых распределений / В. В. Лукин, Д. А. Куркин, А. А. Роевко // Радиозлектронные и компьютерные системы. 2011. Т. 50, № 2. С. 37–44.

References

1. Shirman J. D. et al. (2007) *Radioelektronic Systems: Bases of Construction and the Theory*. 2nd ed., res. and ad. Moscow, Radio Engineering. 512 (in Russian).
2. Sljusar N. M. (2015) *Dispersion and Secondary Modulation of Radar-Tracking Signals by Dynamic Objects*. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus. 288 (in Russian).
3. Sljusar N. M. (2014) Frequency Spectrs of the Signals Reflected from Planes with Turbojets. *Information Radio Systems and Radio Technologies – 2020. Materials of Republican Scientifically-Practical Conference, Minsk, Oct. 28–29, 2020*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 257–267 (in Russian).
4. Gejster S. R. (2000) *Adaptive Detection-Recognition with Selection of Hindrances on Spectral Portraits*. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus. 172 (in Russian).

5. Obaid Younossi et al. (2002) *Military Jet Engine Acquisition: Technology Basics and Cost-Estimating Methodology*. USA, Santa Monica. 167.
6. Nadtochy V. N. (2017) Research of Features of the Description of Signs of Radar-Tracking Recognition of Air Targets in Onboard Radar-Tracking Systems. *Modern Science: Actual Problems of the Theory and Practice*. (10), 20–24 (in Russian).
7. Yarmolik S. N., Zaiko E. V., Khramiankou A. S., Svinarskiy M. V. (2020) Synthesis of the Optimum Device Consecutive Signal-Trajektory Recognition with Adaptation to Spatial Orientation of Observable Object. *Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. (3), 80–91 (in Russian).
8. Solonar A. S., Yarmolik S. N., Khramiankou A. S., Michalkovsky A. A. (2016) Features of Use of a Method of Monte-Carlo for Approximation of Statistical Distributions of Results of Nonlinear Transformations in Radar-Tracking Problems. *Vesti National Academy of Sciences of Belarus. Gray Physics and Technical Sciences*. (4), 91–98 (in Russian).
9. Lukin V. V., Kurkin D. A., Roenko A. A. (2011) Assessment Parametre of Shift for a Family of Generalised Gaussian Distributions. *Radio-Electronic and Computer Systems*. 50, (2), 37–44 (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Зайко Е. В., м. н. с. научно-исследовательской части Военной академии Республики Беларусь

Шумский П. Н., к. т. н., доцент, заместитель директора по научной работе Центра радиотехники Национальной академии наук Беларуси

Адрес для корреспонденции

220057, Республика Беларусь,
г. Минск, просп. Независимости, 220
Военная академия Республики Беларусь
Тел.: +375 29 810-02-09
E-mail: zaiko.eugene@mail.ru
Зайко Евгений Викторович

Information about the authors

Zaiko E. V., Junior Researcher at R&D Department of the Military Academy of the Republic of Belarus

Shumsky P. N., Cand. of Sci., Associate Professor, the Deputy Director for Scientific Work of the Radio Engineering Center of the National Academy of Sciences of Belarus

Address for correspondence

220057, Republic of Belarus,
Minsk, Nezavisimosti Ave., 220
Military Academy of the Republic of Belarus
Tel.: +375 29 810-02-09
E-mail: zaiko.eugene@mail.ru
Zaiko Eugenie Victorovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-96-103>

Original paper

UDC 519.65+534.1+004.3+004.42+004.9

IMPLEMENTATION OF DECISION-MAKING SYSTEMS BASED ON A TYPICAL DECISIVE ELEMENT

PETER Y. BRANCEVICH

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

Submitted 21.02.2023

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023

Abstract. As large amounts of data are received and accumulated, the need to create automated and automatic decision-making systems for a wide variety of tasks becomes more and more urgent. In the technical field, one of them is technical diagnostics, and in medicine, diagnostics of the human condition. Currently, dozens of computer systems for continuous vibration control and monitoring of complex rotary-type units are in commercial operation, which form time trends for 14 vibration parameters with a time step of 1–8 s for each control point at the operated facility. The functionality of a universal decision-making module is proposed, the input data of which are the parameters and characteristics of the observed object, with the required resulting output decision.

Keywords: parameter, characteristic, solution, vibration, signal, digital processing, amplitude spectrum.

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

For citation. Brancevich P. Y. (2023) Implementation of Decision-Making Systems Based on a Typical Decisive Element. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 96–103. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-96-103>.

РЕАЛИЗАЦИЯ СИСТЕМ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ НА БАЗЕ ТИПОВОГО РЕШАЮЩЕГО ЭЛЕМЕНТА

П. Ю. БРАНЦЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 21.02.2023

Аннотация. По мере получения и накопления больших объемов данных все более актуальной становится необходимость создания автоматизированных и автоматических систем принятия решений для самых разнообразных задач. В технической сфере одной из них является техническая диагностика, а в медицине – диагностика состояния человека. В настоящее время в промышленной эксплуатации находятся десятки компьютерных систем непрерывного контроля вибрации и мониторинга сложных узлов роторного типа, которые формируют временные тренды по 14 параметрам вибрации с шагом по времени 1–8 с для каждой контрольной точки на эксплуатируемый объект. Предложен функционал универсального модуля принятия решений, входными данными которого являются параметры и характеристики наблюдаемого объекта, с требуемым результирующим выходным решением.

Ключевые слова: параметр, характеристика, решение, вибрация, сигнал, цифровая обработка, амплитудный спектр.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Бранцевич, П. Ю. Реализация систем принятия решений на базе типового решающего элемента / П. Ю. Бранцевич // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 96–103. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-96-103>.

Introduction

In production processes, a significant part of the operating costs are the costs allocated to ensure the operability of production equipment. It is believed that the equipment with rotational motion is the most worn out (turbines, generators, engines, gearboxes, pumps, compressors, fans). It is possible to reduce the cost of its operation by introducing modern maintenance systems based on the use of technologies for monitoring, assessing the state, diagnosing, predicting the development of defects, which, from the point of view of their organization and functioning, are intelligent systems [1].

The state of production equipment can be characterized by many parameters of the main and secondary processes that develop during its operation. For control, it is advisable to choose those that reflect the functional state of objects quite well and do not require too much expenditure for their measurement. In this regard, for mechanisms with rotational motion, these are the vibration parameters [1, 2]. Based on the analysis of the vibrational state of a group of the same type of mechanisms during their operation in different modes, in different technical conditions and for a long time, diagnostic signs can be substantiated and formulated to localize the places and causes of increased vibration. This creates the conditions for building automated or automatic systems for assessing the technical condition and diagnostics, which greatly facilitate the work of engineering and technical personnel [3].

Medical diagnostics, as a set of rules, methods and solutions that allow one to come to a conclusion about the presence or probability of a person having a particular disease, has much in common with technical diagnostics [4]. The discovery of new and improvement of existing methods for assessing the human condition is an important area of medical research. In this regard, the formalization of decision-making systems based on the data obtained is very relevant, and more and more accessible for creation, at least for many special cases, due to the growing computing and information power of the technical means used.

Model of the basic element of the decision-making system

Currently, there is a need to monitor the state of not only technical objects, but also living organisms, including humans. The state of the observed technical or natural object is described by parameters and characteristics. In this article, these terms and characteristics will correspond to the following definitions.

A parameter is a property (indicator) of an object or system that can be measured. The result of measuring a system parameter is a number or quantity, and the system itself can be considered as a set of parameters that need to be measured in order to model or evaluate its behavior. Sometimes parameters are also called quantities that change very slowly compared to other quantities (variables). Examples of vibration parameters are: root mean square value (RMS) of vibration acceleration (vibration velocity), amplitude of vibrations, amplitude of vibrations at a certain frequency, calculated by processing the vibration signal generated by primary transducers (sensors) mounted on the bearing support of the mechanism.

A characteristic is a set of distinctive properties of someone or something. A characteristic in engineering is a graphic or tabular expression of the dependence of one parameter on another, as well as a function that expresses or describes this dependence. For example, a characteristic of an object is the amplitude spectrum of the vibration signal excited on the housing of the bearing support or the segment of the temporal realization of the vibration signal.

In order to evaluate the state of the observed object, some kind of decision-making or decision support system is required. The following model of the basic decisive element of the decision-making system for assessing the state of the observed object or developing recommendations for the impact on this object is proposed. The base element inputs are: x_i – parameter value i ; $i = 1 \dots N$; $\omega_j(y_{j,1}, \dots, y_{j,k})$ – characteristic j at discrete values of the argument y_j ; $j = 1 \dots M$; $\omega_j(y_j(t))$ – characteristic j at a continuous value of the argument y_j , $j = 1 \dots M$.

In relation to the input initial parameters and characteristics, the following primary processing functions are applied: $f_l(x_i)$, where $l = 1 \dots B$; and $\varphi_m(\omega_j)$, where $m = 1 \dots C$.

Moreover, different functions f_i can be applied in relation to the same parameter x_i , and different functions ϕ_m , to the same value of the characteristic ω_j . There can also be complex multi-parameter-multi-characteristic functions: $\Psi_n(x_i, \dots, x_j, \dots, x_k, \omega_l, \dots, \omega_m, \dots, \omega_p)$, where $n=1 \dots D$; $i, j, k \in 1 \dots N$; $l, m, p \in 1 \dots M$.

In relation to the feature set: $f_i(x_i)$, $\phi_m(\omega_j)$, $\Psi_n(x_i, \dots, x_j, \dots, x_k, \omega_l, \dots, \omega_m, \dots, \omega_p)$ generalizing functions are applied: $y_k = \Psi_k[f_i(x_i), l=1 \dots B; \phi_m(\omega_j), m=1 \dots C; \Psi_n(x_i, \dots, x_j, \dots, x_k, \omega_l, \dots, \omega_m, \dots, \omega_p), n=1 \dots D]$; $k=1 \dots L$. And already in relation to y_k apply various decisive functions: $S_\eta(y_k)$, $\eta=1 \dots P$.

The result of the function $S_\eta(y_k)$ determines one of the possible states of the analyzed object, the type of the object itself, and the decision to be made. In Fig. 1, this model is presented graphically.

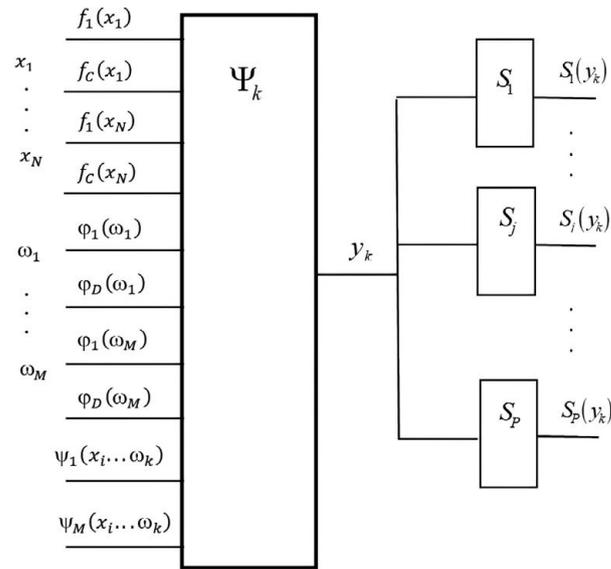


Fig. 1. Model of the basic decision-making element for assessing the state of the observed object

In the simplest case, the parameters of the proposed decision-making model will have the following form:

$$f_l(x_i) = a_l x_i, \text{ where } l=1 \dots B; \phi_m(\omega_j) = b_m \omega_j,$$

where $m=1 \dots C$; a_l, b_m – real numbers;

$$\Psi_n(x_i, \dots, x_j, \dots, x_k, \omega_l, \dots, \omega_m, \dots, \omega_p) = c_n \left(\sum_{i=1}^N r_i x_i + \sum_{j=1}^M s_j \omega_j \right),$$

where $n=1 \dots D$; $i, j, k \in 1 \dots N$; $l, m, p \in 1 \dots M$; r_i, s_j – real numbers.

$$y_k = \sum_{l=1}^B u_{l,k} f_l(x_i) + \sum_{m=1}^C v_{m,k} \phi_m(\omega_j) + \sum_{n=1}^D w_{n,k} \Psi_n(x_i, \dots, x_j, \dots, x_k, \omega_l, \dots, \omega_m, \dots, \omega_p),$$

where $k=1 \dots L$; $u_{l,k}, v_{m,k}, w_{n,k}$ – real numbers.

$$S_\eta(y_k) = \rho_\eta y_k, \eta=1 \dots P.$$

The fundamental difference between the proposed basic element of decision-making about the state of an observed object, event, action, for example, from a neural network [5] is that it provides functional variability in the primary processing of the obtained parameters and characteristics, as well as the possibility of making decisions as a result of observing an object on over some time interval. The typification of the decisive element makes it possible to configure complex decision-making networks on their basis and create intelligent systems for processing various data.

Application of basic element of the decision-making system in automatic protective shutdown of a turbine unit based on vibration parameters

The most important task of modern vibration control and diagnostic systems is to prevent accidental damage to the protected object in the event of a sudden malfunction or mechanical damage in its components, or in the event of a significant deviation of any technological parameters from the nominal ones. However, the fact of the occurrence of a situation requiring the shutdown of a technical object in many cases has an ambiguous reflection in the vibration parameters. The standardized protection criteria [6] reflect the most general relationships obtained on the basis of long-term operating experience and research of mechanisms with rotational motion, and by no means always fully satisfy the operating and management personnel.

Vibration control and protection systems built on the basis of computer technology make it possible to implement various and complex protection algorithms focused on specific types of defects and emergencies. This, in turn, makes it possible to avoid unreasonable (“false alarm”) trips of the protective shutdown and prevent “missing a defect” [7, 8]. Implemented and tested on a number of turbine units is an algorithm for protective shutdown by vibration, which takes into account several factors.

1. Factor of the low-frequency component of the vibration

Under the low-frequency vibration (LFV) is understood the mean square value of the vibration velocity (RMS) in the frequency zone equal to half the reverse. A protective shutdown signal is generated if the following situation occurs for any bearing support of the turbine set: RMS vibration velocity LFV, measured for the vertical direction and for the transverse-horizontal direction of any bearing support, exceeds v mm/s for 4–6 s and, at the same time, for at least one of these directions, it exceeds $3v$ mm/s during the same time. The level v is determined by the type and operating frequencies of the movement.

2. The factor of the reverse component of vibration

The reverse component of vibration is understood as the RMS of the vibration velocity of the spectral component with a frequency equal to the frequency of rotation of the shaft (rotor) of the unit.

2.1. The value of the RMS of the turnover component

For each bearing support and each of the directions of vibration measurement, the RMS value of the vibration velocity of the reverse component is set, corresponding to the emergency level, which is selected taking into account the design, functional and operational features of the controlled mechanism. A protective shutdown signal is generated if, at four or more control points, the RMS of the vibration velocity of the reverse component exceeded the emergency level specified for the corresponding point.

2.2. Increment vector of the turnover component

For each bearing support and each of the vibration measurement directions, the value of the turnover component increment vector is set, corresponding to the emergency level. A protective shutdown signal is generated if at four or more measurement points the turnover component increment vector has exceeded the emergency level specified for the corresponding measurement point.

3. The factor of the high-frequency component of the vibration

The high-frequency component of vibration (HFV) is understood as the RMS vibration velocity in the frequency band, the lower limit of which is equal to the double reverse frequency, and the upper limit is the upper limit of the frequency range in which the vibration control of the observed mechanism is performed. A protective shutdown signal is generated if, for any two directions of vibration measurement for any bearing support, high-frequency vibration exceeded the alarm level set for this object for 3–6 s.

The signal for the protective shutdown of the controlled mechanism is generated if it is generated according to one of the specified criteria, or according to several criteria simultaneously. To implement this system for making a decision on a protective shutdown, the following characteristic is used as input data: $TI_j(x_0, \dots, x_{N-1})$, $j = 1 \dots M$ – temporary implementation of the vibration signal; M – the number of control points for the observed turbine unit. For each bearing support, vibration control is carried out at three points-directions: vertical, transverse-horizontal, axial.

Function $\phi_{1,j,\Delta} [TI_j(x_0, \dots, x_{N-1}), \tau_\Delta]$, $j = 1 \dots M$; $\Delta = 1, 2, \dots$ designed to calculate the RMS of the reverse component of vibration $A_{CCV,j}$ (circulating component of vibration); τ – discrete time that determines the frequency of receiving the initial vibration signals.

Function $\phi_{2,j,\Delta} [TI_j(x_0, \dots, x_{N-1}), \tau_\Delta]$, $j = 1 \dots M$; $\Delta = 1, 2, \dots$ designed to calculate the phase of the reverse component of vibration $\Phi_{CCV,j}$.

Function $\phi_{3,j,\Delta} [TI_j(x_0, \dots, x_{N-1}), \tau_\Delta]$, $j = 1 \dots M$; $\Delta = 1, 2, \dots$ is designed to calculate RMS LfV.

Function $\phi_{4,j,\Delta} [TI_j(x_0, \dots, x_{N-1}), \tau_\Delta]$, $j = 1 \dots M$; $\Delta = 1, 2, \dots$ is designed to calculate RMS HFV.

Function $f_{1,j,\Delta}(A_{CCV,j}, \Phi_{CCV,j}, \tau_{\Delta-1}, \tau_\Delta)$, $j = 1 \dots M$; $\Delta = 1, 2, \dots$ is designed to calculate the increment vector of the reverse component.

Generalizing functions of the first level have the form:

$$\begin{aligned} y_{1,\Delta} &= \Psi_{1,1,\Delta} [\phi_{3,j,\Delta}(\cdot); \tau_\Delta; j = 1 \dots M; \Delta = 1, 2, \dots]; \\ y_{2,\Delta} &= \Psi_{1,2,\Delta} [\phi_{2,j,\Delta}(\cdot); \tau_\Delta; j = 1 \dots M; \Delta = 1, 2, \dots]; \\ y_{3,\Delta} &= \Psi_{1,3,\Delta} [f_{1,j,\Delta}(\cdot); \tau_\Delta; j = 1 \dots M; \Delta = 1, 2, \dots]; \\ y_{4,\Delta} &= \Psi_{1,4,\Delta} [\phi_{4,j,\Delta}(\cdot); \tau_\Delta; j = 1 \dots M; \Delta = 1, 2, \dots]. \end{aligned}$$

The result of each of the generalizing functions of the first level $\Psi_{1,k,\Delta}(\cdot)$, $k = 1 \dots 4$ is $y_{k,\Delta}$, which takes two values: zero or one. $y_{k,\Delta}$ are input parameters $E_{k,\Delta}$ for the generalizing function of the second level: $z_\Delta = \Psi_{2,\Delta}(x_{1,\Delta} = y_{1,\Delta}, x_{2,\Delta} = y_{2,\Delta}, x_{3,\Delta} = y_{3,\Delta}, x_{4,\Delta} = y_{4,\Delta})$. The result of the generalizing function of the second level z_Δ . The value $z_\Delta = 1$ corresponds to the decision to trigger a protective shutdown. The value $z_\Delta = 0$ corresponds to the normal mode of operation of the controlled object.

Model of a living organism that makes decisions

Currently, there is a need to monitor the state of not only technical objects, but also living organisms, including humans. Let us assume the hypothesis that a person is a material organic entity, consisting of:

- a set of various primary information converters (vision, hearing, smell, taste, receptors for assessing the state of the environment and one's own organs, nerve endings, etc.) that convert the state of the environment and the body itself into electrical signals transmitted to the neural network the human brain;
- organs of life support, survival, nutrition, reactions, working capacity, reproduction of their own kind (heart, stomach, liver, spleen, etc.);
- actuators (arms, legs, fingers, vocal cords, teeth, facial organs, etc.);
- control device – the brain, which makes decisions based on existing knowledge and received electrical signals from primary transducers, and generates control signals transmitted to actuators.

Like any other, organic human matter is subject to wear and aging, which, in the end, leads to the cessation of its activity – the death of a person. As a result of scientific research, it was found that the main functional element of the brain is what is called a neuron [5]. However, the question of the interaction of brain neurons remains problematic. On the basis of empirical and theoretical experience, it can be assumed that the general structure of the brain can be represented as a nucleus and its surrounding shell. The state of the nucleus is given to a person from birth. It defines the abilities and capabilities of a person and, most likely, does not change or is subject to minimal changes. It is possible to assume that the core of the brain can also undergo quite serious changes under the influence of strong external disturbances, for example, radiation, poisoning of the body with chemicals, the introduction of substances into the human body that affect the functioning of the biological elements of the body. The activity of the nucleus of the brain determines our abilities and exercises supreme control.

The second part of the brain is a self-learning neural network that has the ability to reconfigure, receive, accumulate information and adjust the processing functions and transmission coefficients for signals coming through the synapses to the neuron, thereby forming a decision-making system for a given moment in time, the essence of which depends on the surrounding space and the state of the organism, information about which is transmitted to the neural network by primary information converters. All actions and sensations that a person receives and reproduces are the essence and reflection of the decisions made by the neural network of the brain. Self-training of the neural network is carried out empirically, or under targeted influence, including at the request of the neural network, i. e. decisions taken by it to carry out certain actions to obtain new information.

If we follow this model, then we can argue the conclusion that human behavior is determined by the initial tuning of the neural network of the brain, and the subsequent reconfiguration of the self-

learning, multilevel, volumetric neural network of his brain, which occurs as new information is received or the existing information is processed. The work of the brain is accompanied by a change in the electromagnetic field, which can be fixed by special primary transducers and converted into changing parameters of current or voltage, which happens when an electroencephalogram is taken. The electrical parameters of the brain work for each performed action are different and they tend to be repeated with an acceptable spread for each action. The issues of brain control of prostheses have already been worked out quite well, there are even developments when a person mentally controls the movement of a robotic object [9].

Studies of the work of the brain of dogs have shown that several (5–6) tasks are solved in parallel in their brain [10, 11]. The brain itself is not very fast, but it instantly switches priority to solving the most important task for it at the moment. A simple example. A person may be fascinated by watching a movie, but if his hand is imperceptibly touched by a hot object, he will instantly withdraw his hand, because the nerve responsible for measuring the temperature of the hand will detect its unacceptable overheating, transmit this information to the brain, and the brain will decide that you need to change the position of the hand and give an indication of the execution of this action.

As a result of the experiments, obtained experimental and empirical data, we assume that the material carrier of information about different events is not the excitation of different neurons, but various complexes of self-excited neurons (neural networks). New responses are produced and stored by the neural system either on the basis of the creation of new synaptic connections between existing neurons, or on the basis of a change in the efficiency (transfer coefficients and transforming functions) of existing synaptic connections. Memorization (long-term) of information is a change in the ability of some neurons to be excited when other neurons are excited.

Most likely, information in the brain is stored in the form of certain configurations of the neural network or an influencing sequence that controls the change (reconfiguration) of the neural network, including changes in the transmission coefficients at synapses. It is possible that some data associated with memorization is transmitted to the core of the brain or the core of the brain controls the processes of memorization, further storage and change of memorized information, including the level of reproduction of this information and its transmission to the shell of the brain. In the works of specialists in the field of educational methods, memory processes and psychiatry, it is said that the age peak of information assimilation occurs at the age of 25–26 years [12, 13]. When considering memory issues, this factor should be taken into account, as well as the degree of concentration of a person, since random distractions and absent-mindedness will significantly affect this process.

Of particular interest is the question of the reconfiguration of genes as carriers of information about the further exceptional features of a particular person. What affects this, why are the probabilities of the appearance of human males and females almost the same for the human population, and with a slight predominance of males? Here, perhaps, we can talk about some kind of external control and regulatory impact on the viability of the human population. At the same time, one should not exclude the possibility that in ancient times the earth was also inhabited by intelligent beings who had the ability to self-learn the brain, but the structure of their body did not allow complex effects on the environment. It is quite possible that intelligence was transferred from one living species to another with the disappearance, for some reason, of the ancestor and, in the end, the mind passed to a human-shaped species that developed into a modern person.

Mankind is increasing the amount of general information, but human primary information converters and actuators remain practically unchanged, and the complexity of decisions made by the human brain has not changed over the past millennia. If we assume that we live in a matrix, then it turns out that earthly life is a system for observing and studying the behavior of a certain reasonable set of individuals, their population. If you read or set the settings of the human brain at the beginning of life, then register external functional effects on the body, and then fix the state of the neural network and memory before the end of a person's life, then you can get a huge amount of information to evaluate the laws of development of intelligent life, taking into account various factors of influence, both physical and social, social, political, informational. Perhaps this experiment is conducted by a civilization that is at a much higher level of development. After all, humanity knows so little about the structure of the universe. Moreover, our solar system is unique in the Milky Way galaxy. None of the star systems discovered in this galaxy

is similar to ours. In all discovered star systems, large planets are in near stellar orbits, and in our system, small planets Mercury, Venus, Earth, Mars are near the star, and large Jupiter, Saturn, Uranus, Neptune are in distant orbits, protecting small planets from space debris. At the same time, the distances of the orbits of the planets of the solar system have a rational mathematical relationship between them, which is also surprising. It looks like fantasy, but there is no reliable evidence that this is not reality.

It is quite obvious that all human sensations formed by the neural network of the brain are possible only in the presence of a material and living body. The absence or inoperability of the body leads to the loss of sources of primary information for the control organ of the brain, which can, in a sense, be considered the source of spirituality. If we allow the possibility of reading the state of the brain and the information stored in it, and then transferring it to another, similar or similar, subject (object), then this process can be represented (defined) as the transfer of the life of one person to another body, not necessarily human, and maybe into the body of some other creature with similar or similar capabilities, or even into an inorganic structure. At the same time, with a high degree of probability, it will be necessary to reconfigure and retrain the transferred settings and memory of the neural network to the level necessary for self-learning and decision-making by a new intelligent being.

In the limit, one can admit both organic and inorganic, or mixed, structure of this new rational entity. As a result, it seems possible to achieve eternal life enriched with new knowledge. It is likely that this is already happening, since from the birth of the human body, to its aging and death, the brain is self-learning with previously acquired and stored knowledge, as well as the creation, accumulation and preservation of new knowledge, which are transferred to a new generation of eternal life. The possibility of transferring the neural network of the human brain into an inorganic structure provides much greater opportunities for transferring life to other planets and other stellar systems, ensuring its non-disappearance.

Thus, the development of systems and means for obtaining information about the state of a person, the neural network of his brain, about their change over time and under external influence, is very relevant and will allow solving many complex problems. And the construction of decision-making systems that model individual functional elements of the brain of living beings will make it possible to give artificial intelligence systems new opportunities.

Conclusion

The proposed model of the basic element of the decision-making system allows you to configure various structures designed to assess the state of complex technical and natural objects. An example of the implementation of a decision-making system for assessing the state of a multi-support power unit is presented, as a combination of basic decision modules, which has been put into commercial operation [14–16]. The considered approach can be used in modeling various decision-making systems, including living organisms, the control device of which is a multi-level, multi-layer, volumetric neural network, the typical element of which has the form of the proposed basic decision-making element.

References

1. Balitsky F. Ya. et al. (2005) *Non-Destructive Testing: a Reference Book. Volume 7. Book 2. Vibrodiagnostics*. Moscow, Mashinostroyeniye Publ. (in Russian).
2. Bently D. E., Hatch C. N., Grissom B. (2002) *Fundamentals of Rotating Machinery Diagnostics*. Canada: Bently Pressurized Bearing Company.
3. Shirman A. R., Soloviev A. B. (1996) *Practical Vibration Diagnostics and Monitoring of the State of Mechanical Equipment*. Moscow (in Russian).
4. Barkov A. V., Barkova N. A., Azovtsev A. Yu. (2000) *Monitoring and Diagnostics of Rotary Machines by Vibration*. St. Petersburg, Ed. Center SPbGMTU (in Russian).
5. Osovsky S. (2002) *Neural Networks for Information Processing. Per. from Polish by I. D. Rudinsky*. Moscow, Finance and Statistics (in Russian).
6. GOST ISO 10816-1-97. *Vibration. Monitoring the Condition of Machines Based on the Results of Vibration Measurements on Non-Rotating Parts. Part 1. General Requirements* (in Russian).
7. Brancevich P., Miao X., Li Y. (2013) Organization of the Vibration-Based Monitoring and Diagnostics System for Mechanical Complex System. *Proceedings of the 20th International Congress on Sound and Vibration*. Bangkok, Thailand. July 7–11.

8. Brancevich P. J., Kostyuk S. F., Sobol G. G. (2003) Organization and Algorithms of the System of Vibration Control and Evaluation of the Technical Condition of Turbine Units by Vibration Parameters. *Problems of Vibration, Vibration Adjustment, Vibration Monitoring and Diagnostics of Power Station Equipment: Sat. Reports; under the General Editorship of A. V. Salimon*. Moscow, VTI (in Russian).
9. Pavlova L. P. (2017) *Dominants of the Active Brain. Systemic Psychophysiological Approach to EEG Analysis*. St. Petersburg, INFORM-NAVIGATOR (in Russian).
10. Pupkov K. A., Valtsev V. B. (2000) Processes of Regulation and Control in the Brain and Artificial Intelligence Systems. *Intelligent Systems: Proceedings of the Fourth International Symposium*. Moscow, RUSSAKI. 19–20 (in Russian).
11. Stepanov M. F., Alpatov M. A., Bubnov R. V. (2000) MISS – System for Modeling Intelligent Self-Organizing Automatic Control Systems. *Intelligent Systems: Proceedings of the Fourth International Symposium*. Moscow, RUSSAKI. 21–22 (in Russian).
12. Maklakov A. G. (2008) *General Psychology: Textbook for Universities*. St. Petersburg, Piter Publ. (in Russian).
13. Efimova N. S. (2013) *Fundamentals of General Psychology: Textbook for Students of Institutions of Secondary Vocational Education*. Moscow, INFRA-M (in Russian).
14. Brancevich P. J., Bazylev E. N. (2016) Big Data in Systems of Vibration Control, Monitoring, Diagnostics. *Non-Destructive Testing and Diagnostics*. (3) (in Russian).
15. Brancevich P., Li Y. (2018) Detection of Vibration Disturbances During the Analysis of Long Realisations of Vibration Signals. *25th International Congress on Sound and Vibration. Hiroshima. Japan. July 8–12*.
16. Brancevich P., Li Y. (2022) Model of the Decision-Making System for Assessment of the State of Technical Objects. *Proceedings of the 28th International Congress on Sound and Vibration. Singapore – 2022*. USA, The International Institute of Acoustics and Vibration.

Information about the author

Brancevich P. Y., Cand. of Sci., Associate Professor, Doctoral Student
at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 29 355-51-21
E-mail: branc@bsuir.edu.by
Brancevich Peter Yul'yanovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-104-111>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.358

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОНТРОЛЬ ФИЗИОЛОГИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЧЕЛОВЕКА ВО ВРЕМЯ НАХОЖДЕНИЯ В ВИРТУАЛЬНОЙ РЕАЛЬНОСТИ

С. В. МАЗУР, А. И. ГОЛОВАТЫЙ

Белорусский государственный университет (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 24.02.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Проведено исследование по контролю пульса человека в обычном состоянии и во время нахождения в виртуальной реальности. Установлено, что пульс человека может значительно учащаться, когда он находится в виртуальной реальности. При этом могут существовать различные стрессовые ситуации, во время которых пульс резко учащается в несколько раз. В процессе исследований был спрогнозирован пульс человека на основе нескольких моделей машинного обучения, что позволило предсказать состояние человека в ближайшее время и скоординировать ряд действий по предотвращению рисков. Наиболее подходящими моделями оказались линейная регрессия и SSA, которые показали самые точные и правдоподобные результаты. Благодаря контролю частоты сердечных сокращений человека в виртуальной реальности можно классифицировать сцены виртуальной реальности по степени их влияния на организм человека. Это позволяет учесть людей с различными хроническими заболеваниями и не предоставлять им доступ к сценам, которые им противопоказаны. Результатом исследований является программный комплекс, позволяющий непрерывно собирать показатели частоты сердечных сокращений во время нахождения в виртуальной реальности с устройства Bluetooth Low Energy.

Ключевые слова: виртуальная реальность, устройства для удаленного мониторинга здоровья, частота сердечных сокращений, технология Bluetooth Low Energy, фитнес-браслет, прогнозирование временного ряда.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Мазур, С. В. Автоматизированный контроль физиологических параметров человека во время нахождения в виртуальной реальности / С. В. Мазур, А. И. Головатый // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 104–111. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-104-111>.

AUTOMATED MONITORING OF HUMAN PHYSIOLOGICAL PARAMETERS WHILE BEING IN VIRTUAL REALITY

STANISLAV V. MAZUR, ALEXANDR I. GOLOVATY

Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 24.02.2023

Abstract. A study was conducted on the control of a person's pulse in the normal state and while in virtual reality. It has been established that a person's pulse can increase significantly when he is in virtual reality. In this case, there may be various stressful situations, during which the pulse sharply quickens several times. In the process of research, a person's pulse was predicted based on several machine learning models, which made it possible to predict a person's condition in the near future and coordinate a series of actions to prevent risks. The most suitable models were linear regression and SSA, which showed the most accurate and plausible results. By monitoring

the human heart rate in virtual reality, virtual reality scenes can be classified according to the degree of their effect on the human body. This allows to take into account people with various chronic diseases and to limit their access to scenes that are contraindicated for them. The result of the research was a software package that allows to continuously collect heart beat rate data while in virtual reality from a Bluetooth Low Energy device.

Keywords: virtual reality, wearable health devices, heart rate, Bluetooth Low Energy technology, fitness bracelet, time series prediction.

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

For citation. Mazur S. V., Golovaty A. I. (2023) Automated Monitoring of Human Physiological Parameters While Being in Virtual Reality. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 104–111. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-104-111> (in Russian).

Введение

В настоящее время происходит бурное развитие технологий взаимодействия компьютера и человека. Порой интеграция таких технологий может быть весьма непредсказуемой. Виртуальная реальность (VR) и средства ее достижения – не исключение. Данная технология «обманывает» мозг человека. Движение и положение тела в пространстве фиксируются вестибулярным аппаратом, который подает сигналы в мозг. Но вместе с этим в мозг поступает еще и зрительная информация. Показатели могут расходиться, поэтому человек во время нахождения в виртуальной реальности может испытывать различные недомогания, такие как головокружение, головная боль, тошнота. Этому способствуют различные стрессовые ситуации, присутствующие в некоторых виртуальных сценах. Соответственно необходимо контролировать состояние человека во время нахождения в виртуальной реальности. Однако данный процесс следует автоматизировать, привлекая различные средства мониторинга здоровья. Нужно учесть тот факт, что не все медицинские приспособления могут подойти для контроля показателей организма человека в виртуальной реальности.

Виртуальная реальность помещает участников в многомерную компьютерную виртуальную среду, создавая иллюзию пребывания внутри искусственного мира, а также предоставляя способность действовать там. Технология VR позволяет заменить тело участника виртуальным телом, видимым от первого лица, что дает возможность проводить широкий спектр различных задач (научные исследования, развлечения и др.). Для полного погружения требуются визуальные, слуховые и тактильные устройства вместе с системой слежения, чтобы информационная технология могла доставить участнику иллюзию нахождения в каком-то месте и то, что происходит в этом месте [1]. Но ей требуется отслеживать движение участника, чтобы адаптировать отображение виртуальной среды к этим движениям. Поэтому необходимо отслеживать как положение головы, тела, так и движение глаз.

Физиологические показатели человека

Здоровье человека – это состояние организма, как живой системы, характеризующееся полной ее уравновешенностью с внешней средой и отсутствием каких-либо выраженных изменений, связанных с болезнью [2].

Артериальное давление (АД) – сила, с которой кровь воздействует на стенки артерий. Сердце работает, как насос, с каждым ударом обеспечивая определенный уровень артериального давления.

Частота дыхания – это количество вдохов-выдохов за единицу времени. Обычно в ходе объективного исследования сначала определяют и подсчитывают пульс, а затем – число дыхательных движений за одну минуту, определяют тип (грудной, брюшной или смешанный) и глубину дыхания, его ритм.

Температура тела представляет комплексный показатель теплового состояния организма человека и является одним из основных и старейших биомаркеров.

Гемоглобин показывает количество кислорода в организме, которое находится одновременно и постоянно. Если падает количество гемоглобина в крови, то увеличивается число дыхательных движений.

Любое отклонение от нормы перечисленных выше параметров отражается на частоте сердечных сокращений человека (ЧСС), учащая или замедляя ее.

Частота сердечных сокращений – это физическая величина, получаемая в результате измерения числа сердечных систол в единицу времени. ЧСС используется в медицинской и спор-

тивной практике как физиологический показатель нормального ритма сердцебиения и является важным признаком для первичного различения нормального ритма сердца и разнообразных нарушений его ритма.

Так или иначе, перечисленные показатели связаны между собой, и изменение одного из них приводит к изменению других. Следовательно, при контроле наличия непредсказуемых изменений состояния человека в некоторых случаях можно ограничиться измерением ЧСС.

Средства мониторинга здоровья и беспроводная система регистрации и передачи данных

В 90-е годы XX века была создана технология, которая позволяла удаленно контролировать физиологические показатели человека. Устройства для удаленного мониторинга здоровья (Wearable Health Devices, WHDs) – это совокупность средств, предназначенных для непрерывного амбулаторного контроля жизненно важных показателей здоровья человека в повседневной жизни (во время работы, дома, при занятиях спортом) или в условиях клиники [3]. Их преимущество – минимизация дискомфорта и вмешательства в обычную жизнедеятельность человека.

Гибкие медицинские датчики являются ключевыми элементами в удаленной системе мониторинга здоровья, которые могут преобразовывать физиологические сигналы человеческого тела в электрические сигналы для количественного анализа и оценки состояния организма. Физиологические сигналы собираются в режиме реального времени. С помощью устройств удаленного мониторинга здоровья можно регистрировать различные физиологические показатели человека: ЭКГ, ЧСС, температуру, артериальное давление, сатурацию и др. Для того чтобы не сковывать движения человека во время нахождения в VR, необходимо применять средства мониторинга здоровья, которые поддерживают беспроводную передачу данных. Для этого можно использовать технологию Bluetooth Low Energy (BLE), ориентированную на применение в системах мониторинга и сбора данных с автономным питанием.

Концепция технологии направлена на оптимизацию минимального энергопотребления, на уменьшение пикового тока передачи и времени приема за счет коротких пакетов. Технология BLE позволяет построить сенсорную сеть для того, чтобы связать датчики [3]. Стек BLE состоит из двух основных частей – контроллера и узла сети. Контроллер реализуется в виде системы на кристалле (СнК) и включает в себя физический и канальный уровни. Узел сети реализован на микроконтроллере приложений и включает в себя протокол адаптации (Adaptation Protocol – L2CAP), протокол атрибутов (Attribute Protocol – ATT), протокол атрибутов профилей устройств (Generic Attribute Profile – GATT), протокол обеспечения безопасности (Security Manager – SM), протокол обеспечения доступа к функциям профиля устройств (Generic Access Profile – GAP). Взаимодействие между контроллером и узлом сети осуществляется с помощью Host Controller Interface (HCI).

Для мониторинга и прогнозирования физиологических показателей человека во время нахождения в виртуальной реальности необходимо использовать технические средства для измерения показателей вместе с приложением и сервером обработки данных, которые представлены на рис. 1. Важной задачей являются непрерывный сбор информации и ее передача с BLE-устройства на персональный компьютер (ПК). Не стоит забывать про базу данных, которая должна хранить различные типы данных, которые будут использованы для исследований и обучений различных моделей прогнозирования.

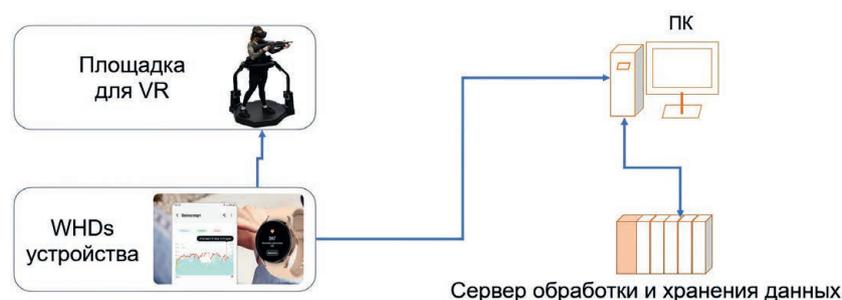


Рис. 1. Архитектура мониторинговой системы
Fig. 1. Monitoring system architecture

Построение приложения для взаимодействия с BLE-устройством

Архитектура BLE представляет собой стек протоколов, где большое внимание уделяется протоколу доступа к атрибутам и самим атрибутам. Центральное устройство должно знать, что существует периферийное устройство для связи с ним. Поэтому периферийное устройство будет рекламировать свое присутствие в широкопередаточном режиме BLE. В этом режиме устройство использует профиль общего доступа GAP для отправки небольшого количества информации («рекламы») с постоянной скоростью. После обнаружения обмен данными между устройствами выполняется с помощью протокола GATT [4].

BLE-устройство располагает базой данных переменных состояния, где эти переменные группируются в службы на основе функциональности. Обычно данные переменные называют характеристиками. Каждая характеристика содержит описание типа значения [4]. Сервисы, характеристики и их вспомогательные атрибуты (дескрипторы) являются основными объектами подключенного режима.

Для контроля ЧСС человека было разработано приложение. В качестве языка программирования выбрали C#, так как Майкрософт предоставляет подробную документацию по работе с BLE-устройствами. В качестве платформы выбрали WPF. Для того чтобы приложение было легко расширяемым, тестируемым, а также удобным для рефакторинга использовали паттерн MVVM, который пришел вместе с WPF. Поскольку в качестве устройства для мониторинга ЧСС предполагалось использовать фитнес-браслет Mi Band 3, необходимо было убедиться, что к нему можно подключиться и у него существуют все службы и характеристики, требуемые под рассматриваемые задачи. Для этого воспользовались приложением nRF Connect, интерфейс которого представлен на рис. 2. С помощью данного приложения можно находить и просматривать службы, характеристики Mi Band 3. В исследованиях использовали службу Heart Rate и характеристику Heart Rate Measurement. Подписавшись на обновления данной характеристики, можно получать ЧСС человека. После этих действий можно подключаться к службам и подписываться на уведомления от характеристик.

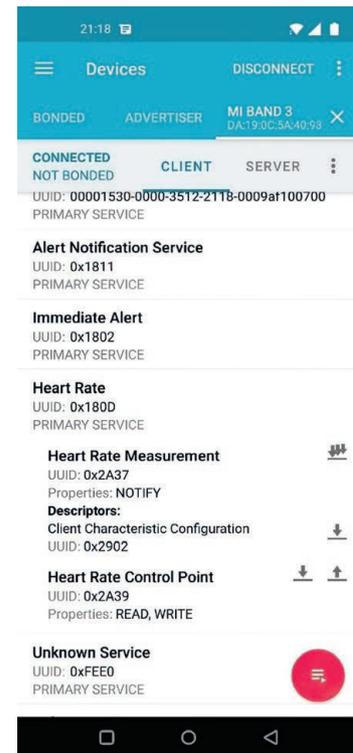


Рис. 2. Службы и характеристики Mi Band 3
Fig. 2. Services and characteristics of Mi Band 3

Контроль частоты сердечных сокращений человека в виртуальной реальности

В процессе исследований проводили контроль ЧСС человека во время его нахождения в виртуальной реальности, а также прогнозирование его состояния. Отслеживали, меняется ли физиологическое состояние человека, когда запущена виртуальная сцена. Испытания проводили с несколькими сценами и различными людьми. В качестве сцен использовали игровые, космические и др. Контролировали пульс человека до включения сцены. В качестве шлема виртуальной реальности использовали HTC VIVE Pro 2.

В ходе первого вида испытания была игровая сцена с микрострессовыми ситуациями и небольшой физической активностью пользователя. Полученные результаты показывали временную зависимость изменения ЧСС, представленную на рис. 3. Как можно заметить из рис. 3, у пользователя был достаточно стабильный пульс до включения сцены, то есть, когда он не находился в виртуальной реальности. После включения сцены пульс человека стал расти, однако позже организм адаптировался к новым условиям. Спустя некоторое время случился скачок пульса, но это не выброс, так как это не единичное значение. Можно сказать, что данный скачок связан с микрострессом, который появился как реакция организма на происходящее в сцене. В дальнейшем ЧСС человека была достаточно стабильной.

На рис. 4 показаны изменения ЧСС человека при проведении экспериментов, в которых два человека находились в одинаковой сцене. Исходя из графика, можно сделать вывод, что виртуальная реальность оказывает разное воздействие на двух людей, находящихся в одной и той же

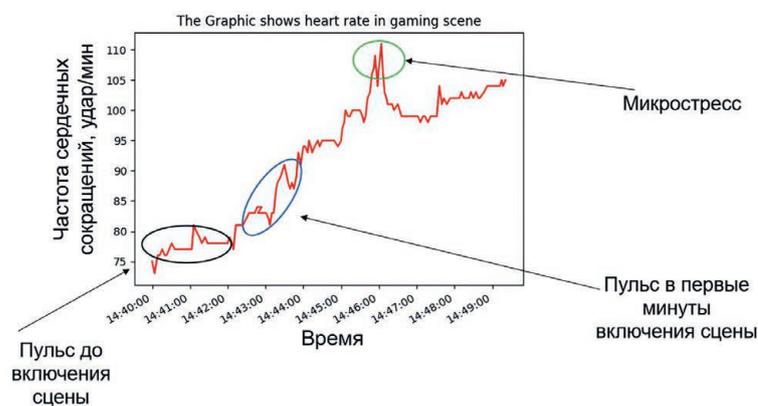


Рис. 3. Изменение частоты сердечных сокращений человека в игровой сцене

Fig. 3. Changing the heart rate of person in a game scene

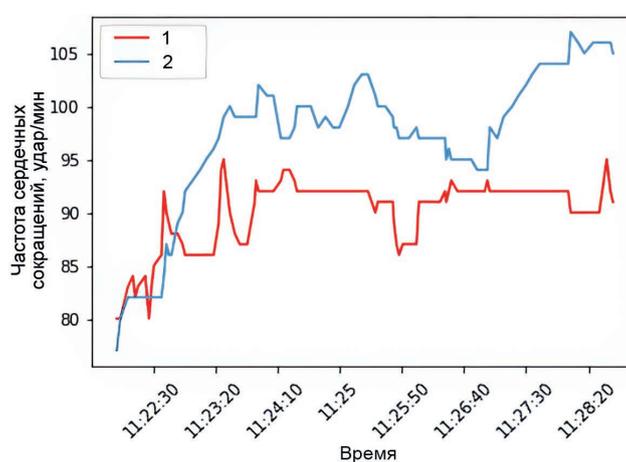


Рис. 4. Изменение частоты сердечных сокращений двух человек (1, 2) в одинаковой сцене

Fig. 4. Changing the heart rate of two people (1, 2) in the same scene

сцене. Поэтому, чтобы контролировать состояние человека, необходимо подбирать индивидуальные параметры, что было реализовано в приложении. В качестве индивидуальных параметров в исследованиях принимались возраст и частота сердечных сокращений покоя.

Прогнозирование частоты сердечных сокращений человека в виртуальной реальности

Большинство данных, связанных с аритмией, представляют собой временной ряд – последовательность значений некоторой переменной, регистрируемых через определенные промежутки времени (регулярные или нерегулярные). Существует множество статистических методов анализа составляющих временного ряда и его прогнозирования.

Цель прогнозирования довольно проста. Необходимо предсказывать значение ЧСС человека для того, чтобы не навредить ему и смягчить влияние сцен виртуальной реальности, динамически изменяя их уровень сложности. Рассмотрим несколько методов для прогнозирования ЧСС человека и сравним их между собой. Для прогнозирования ЧСС человека в виртуальной реальности использованы библиотеки Darts и ML.NET, но в соответствии с технологическим стеком приложения последняя – наиболее подходящая. Набором данных для обучения моделей является конкретный пульс человека во время нахождения в виртуальной реальности в одной из сцен. Проводили обучение модели прогнозирования на наборе данных пульса человека в разных сценах виртуальной реальности и сравнивали их эффективность.

Наивная модель. Установка базовой точности – стандартная практика. Для этого при проведении исследований создавали наивную модель. Наивный прогноз – самая простая методика прогнозирования. Он основывается на предположении о том, насколько прогнозируемое значе-

ние будет соответствовать значению в предшествующем периоде. Это поможет оценить производительность достаточно сложных моделей, которые теоретически должны иметь более высокую точность. Полученные результаты представлены на рис. 5. Как можно заметить из рисунка, наивная модель фактически повторяет кривые, взятые с определенным шагом.

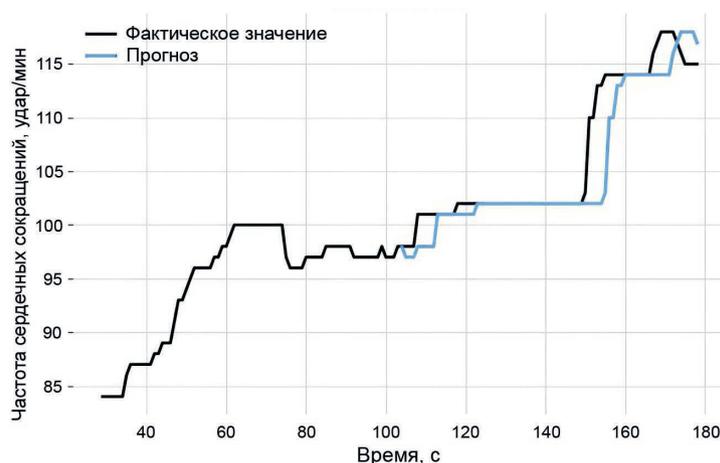


Рис. 5. Прогноз частоты сердечных сокращений с помощью наивной модели
Fig. 5. Heart rate prediction using the naive model

Экспоненциальное сглаживание. Данные модели используют средневзвешенные значения прошлых наблюдений для прогнозирования новых значений. Здесь идея состоит в том, чтобы придать большее значение недавним значениям в серии. Таким образом, по мере того, как наблюдения стареют (со временем), важность этих значений экспоненциально уменьшается. Полученные результаты представлены на рис. 6. Экспоненциальное сглаживание дает лучший прогноз в отличие от наивной модели.

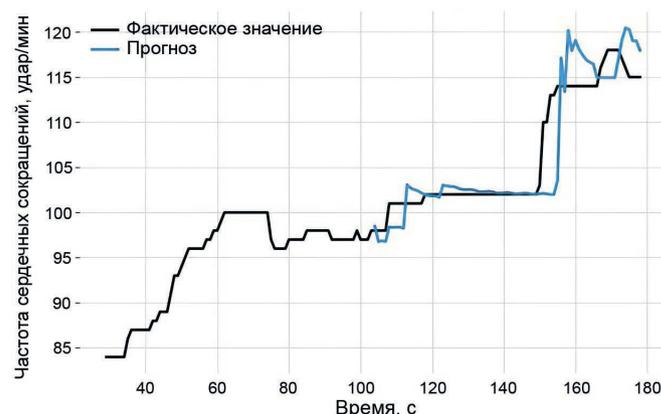


Рис. 6. Прогноз частоты сердечных сокращений с помощью экспоненциального сглаживания
Fig. 6. Heart rate prediction using exponential smoothing

Линейная регрессия. В последние годы модели машинного обучения широко использовались при прогнозировании временных рядов как альтернатива классическим подходам. Просто добавляя запаздывающие значения в качестве признаков в набор данных, можно превратить прогнозирование временных рядов в задачу регрессии. Полученные результаты представлены на рис. 7. Следует отметить, что линейная регрессия превосходит наивную модель и экспоненциальное сглаживание.

С помощью встроенных классов ML.NET можно обучать различные модели как для анализа, классификации, так и для прогнозирования данных. Перед применением модели ее обучили на конкретном наборе данных пульса человека, который получали из *.csv файла. Далее определяли модель, ее конкретные параметры, размер обучающей выборки, размер окна и выходного значения и т. д. Обучающая выборка ЧСС человека в виртуальной реальности представлена на рис. 8.

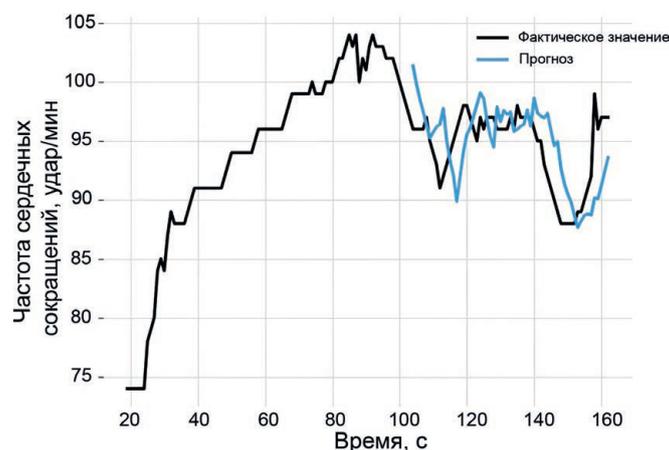


Рис. 7. Прогноз частоты сердечных сокращений с помощью линейной регрессии
Fig. 7. Heart rate prediction using linear regression

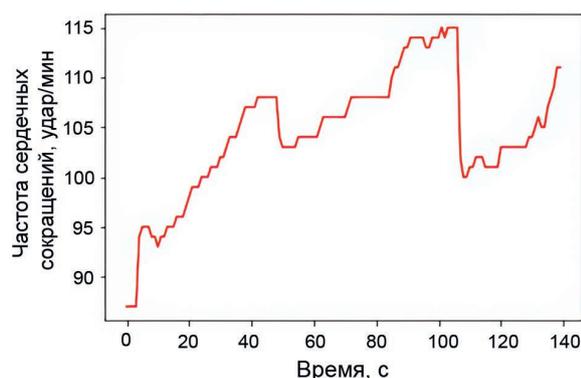


Рис. 8. Обучающая выборка частоты сердечных сокращений человека в виртуальной реальности
Fig. 8. Human heart rate training sample in virtual reality

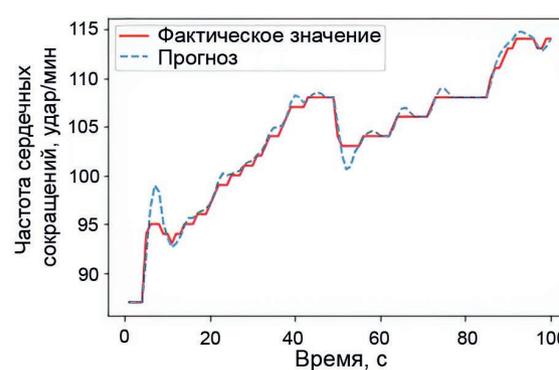


Рис. 9. Прогноз частоты сердечных сокращений человека с помощью SSA
Fig. 9. Human heart rate prediction with SSA

Библиотека ML.NET достаточно новая, поэтому в ней присутствуют не все модели для прогнозирования временных рядов. Наиболее подходящей моделью для анализа временных рядов в ML.NET будет SSA (метод гусеницы). С помощью нее провели прогноз ЧСС человека в одной из сцен виртуальной реальности [6]. Результаты приведены на рис. 9. Как видно из рис. 9, SSA справилась не хуже линейной регрессии.

Заключение

1. В результате исследования проведен контроль пульса человека в обычном состоянии и во время нахождения в виртуальной реальности. Установлено, что пульс человека может значительно учащаться, когда он находится в виртуальной реальности. При этом могут существовать различные стрессовые ситуации, во время которых пульс резко учащается в несколько раз. Поэтому необходимо контролировать состояние человека, чтобы свести вред виртуальной реальности к минимуму.

2. Выполнен прогноз пульса человека на основе нескольких моделей машинного обучения, что позволило предсказать его состояние и скоординировать ряд действий по предотвращению рисков. Наиболее подходящими моделями оказались линейная регрессия и SSA, которые показали более точные и правдоподобные результаты. Благодаря прогнозированию можно не только предсказывать значения частоты сердечных сокращений человека, но и динамически регулировать состояние виртуальной сцены, если она это позволяет.

3. При контроле частоты сердечных сокращений человека в виртуальной реальности можно классифицировать сцены виртуальной реальности по степени их влияния на организм челове-

ка. Это позволяет учесть людей с различными хроническими заболеваниями и не предоставлять им доступ к сценам, которые им противопоказаны.

Список литературы

1. How to Build an Embodiment Lab: Achieving Body Representation Illusions in Virtual Reality / B. Spanlang [et al.] // *Frontiers in Robotics and AI*. 2014. Vol. 1. P. 1–22. <https://doi.org/10.3389/frobt.2014.00009>.
2. Кухаренко, И. А. Анализ способов съема частоты сердечных сокращений для применения в носимых устройствах / И. А. Кухаренко // *Инновации в науке: матер. Междунар. науч. конф. Киев: Национ. техн. ун-т Украины «Киев. политех. ин-т им. Игоря Сикорского», 2016. С. 66–71.*
3. Персональные технологии мониторинга здоровья // *НИИ Организации здравоохранения и медицинского менеджмента. М., 2019. С. 1–28.*
4. Калачев, А. В. Основы работы с технологией Bluetooth Low Energy / А. В. Калачев, М. В. Лапин, М. Е. Пелихов. СПб.: Лань, 2020. 224 с.

References

1. Spanlang B., Normand J.-M., Borland D., Kilteni K., Giannopoulos E., Pomýs A., González-Franco M., Perez-Marcos D., Arroyo-Palacios J., Muncunill X. N., Slater M. (2014) *How to Build an Embodiment Lab: Achieving Body Representation Illusions in Virtual Reality*. 1, 1–22. <https://doi.org/10.3389/frobt.2014.00009>.
2. Kukharenko I. A. (2016) Analysis of Methods for Recording Heart Rate for Use in Wearable Devices. *Innovations in Science: Materials of the International. Scientific Conf. Kyiv. National Technical University of Ukraine “Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute”*. 66–71 (in Russian).
3. Personal Health Monitoring Technologies (2019) *Research Institute of Organizations of Health and Medical Management. Moscow*. 1–28 (in Russian).
4. Kalachev A. V., Lapin M. V., Pelikhov M. E. (2020) *Bluetooth Low Energy Basics*. St. Petersburg, Lan Publ. 224 (in Russian).

Вклад авторов / Authors' contribution

Авторы внесли равный вклад в написание статьи / The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Мазур С. В., студент Белорусского государственного университета

Головатый А. И., к. ф.-м. н., доцент кафедры интеллектуальных систем Белорусского государственного университета

Адрес для корреспонденции

220108, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Курчатова, 5
Белорусский государственный университет
Тел.: +375 29 175-23-43
E-mail: val_zur@mail.ru
Мазур Станислав Валерьевич

Information about the authors

Mazur S. V., Student at the Belarusian State University

Golovaty A. I., Cand. of Sci., Associate Professor at the Department of Intelligent Systems of the Belarusian State University

Address for correspondence

220108, Republic of Belarus,
Minsk, Kurchatova St., 5
Belarusian State University
Тел.: +375 29 175-23-43
E-mail: val_zur@mail.ru
Mazur Stanislav Valerievich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-112-119>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.932+004.258

СКЕЛЕТИЗАЦИЯ НИЗКОКОНТРАСТНЫХ ЗАШУМЛЕННЫХ ПОЛУТОНОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

МА ЦЗЮНЬ, В. Ю. ЦВЕТКОВ, А. А. БОРИСКЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 22.02.2023

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023
Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Аннотация. Рассмотрена задача формирования скелетов полутоновых изображений с двухмодовыми гистограммами яркости в условиях изменения контраста и действия шума. На таких гистограммах одна мода соответствует объектам, а другая – фону. Благодаря данной особенности изображения относительно просто бинаризируются, а затем скелетизируются. Скелет однородной по яркости области представляет собой множество тонких (в пределе однопиксельных) связанных линий, заключенных внутри этой области и компактно описывающих ее структуру. В условиях высокого контраста и слабого шума на исходном полутоновом изображении широко используются алгоритмы бинарной скелетизации. Они относительно просты и могут быть устойчивы к мультипликативному шуму, проявляющемуся на границах областей после бинаризации. Однако при снижении контраста и усилении зашумления исходного полутонового изображения скелеты, формируемые такими алгоритмами, разрушаются под действием аддитивного шума, проявляющегося в глубине областей скелетизируемого бинарного изображения. Для уменьшения ошибок скелетизации в таких случаях применяются алгоритмы, основанные на предварительной низкочастотной фильтрации исходного полутонового изображения. Для повышения устойчивости скелетов полутоновых изображений с двухмодовой гистограммой яркости к шуму в статье предложена модель скелетизации, учитывающая наличие мультипликативной и аддитивной составляющих шума на бинарном скелетизируемом изображении. На основе данной модели разработан алгоритм скелетизации, отличающийся учетом искажений форм областей скелетизируемого бинарного изображения в результате низкочастотной фильтрации исходного полутонового изображения и позволяющий уменьшить ошибки скелетизации полутоновых изображений.

Ключевые слова: скелетизация полутоновых изображений, мультипликативный шум, аддитивный шум, чувствительность скелета к шуму.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Ма Цзюнь. Скелетизация низкоконтрастных зашумленных полутоновых изображений / Ма Цзюнь, В. Ю. Цветков, А. А. Борискевич // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 5. С. 112–119. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-112-119>.

SKELETING OF LOW-CONTRAST NOISY HALFTONE IMAGES

MA JUN, VIKTAR YU. TSVIATKOU, ANATOLIY A. BORISKEVICH

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

Submitted 22.02.2023

Abstract. The problem of forming the skeletons of halftone images with two-mode brightness histograms under conditions of changing contrast and noise is considered. On such histograms, one mode corresponds to the objects, and the other to the background. Thanks to this feature, images are relatively easy to binarize and then skeletonize.

nize. The skeleton of a region uniform in brightness is a set of thin (limited by one-pixel) connected lines enclosed within this region and compactly describing its structure. Under conditions of high contrast and low noise on the original halftone image, binary skeletonization algorithms are widely used. They are relatively simple and can be resistant to multiplicative noise that appears at the boundaries of the regions after binarization. However, when the contrast is reduced and the noise of the original halftone image is increased, the skeletons formed by such algorithms are destroyed under the influence of additive noise, which manifests itself in the depth of the regions of the skeletonized binary image. To reduce skeletonization errors in such cases, algorithms based on preliminary low-pass filtering of the original grayscale image are used. To increase the stability of the skeletons of halftone images with a two-mode brightness histogram to noise, the article proposes a skeletonization model that takes into account the presence of multiplicative and additive noise components in a binary skeletonized image. Taking this model into account, a skeletonization algorithm has been developed, which takes into account the distortions in the shapes of the areas of the skeletonized binary image as a result of low-frequency filtering of the original halftone image and allows to reduce errors in the skeletonization of halftone images.

Keywords: skeletonization of halftone images, multiplicative noise, additive noise, sensitivity of the skeleton to noise.

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

For citation. Ma Jun, Tsviatkou V. Yu., Boriskevich A. A. (2023) Skeleting of Low-Contrast Noisy Halftone Images. *Doklady BGUIR*. 21 (5), 112–119. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-5-112-119> (in Russian).

Введение

Большинство известных алгоритмов скелетизации обрабатывают бинарные изображения, на которых единичные значения соответствуют скелетизируемой области, а нулевые значения – фону [1]. Такие бинарные изображения получаются из полутоновых с помощью пороговой обработки. При этом базовой моделью исходного полутонового изображения является функция распределения значений пикселей с двумя модами, между которыми посередине выбирается значение порога бинаризации.

Один из основных показателей качества бинарной скелетизации – устойчивость к бинарному контурному шуму. Такой шум является мультипликативным и связан с искажениями значений граничных пикселей на исходном полутоновом изображении, возникающими из-за аддитивного шума. Известные алгоритмы бинарной скелетизации [2–4] не учитывают связь между аддитивным шумом на исходном полутоновом изображении и мультипликативным шумом на скелетизируемом бинарном изображении, а также возможность появления бинарного аддитивного шума на скелетизируемом изображении при усилении аддитивного шума на исходном полутоновом изображении.

Алгоритмы скелетизации полутоновых изображений [5–7] формируют более устойчивые к шуму скелеты. Среди них особенно эффективен алгоритм, предложенный в [6], в котором выбор параметров низкочастотного фильтра основан на вычислении минимального значения метрики чувствительности скелета к шуму. Скелет может формироваться с помощью любого алгоритма бинарной скелетизации. Основной недостаток алгоритма [6] состоит в том, что используемая в нем метрика чувствительности скелета к шуму не учитывает искажения форм областей скелетизируемого бинарного изображения в результате низкочастотной фильтрации исходного полутонового изображения.

Целью исследований являлось уменьшение ошибок скелетизации полутоновых изображений с двухмодовым распределением яркости в условиях шума.

Модель скелетизации изображений

Скелет однородной по яркости области представляет собой множество тонких (в пределе однопиксельных) связанных линий, заключенных внутри этой области и характеризующих ее локальные и глобальные свойства. Для формирования скелета используется бинарное изображение $B = \|b(y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ размером $Y \times X$ пикселей, содержащее единичную область A . Изображение B формируется в результате бинаризации исходного полутонового изображения $I = \|i(y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$ с двухмодовым распределением яркости по порогу T_B : $B = f_B(I)$, где f_B – функция бинаризации, такая, что $(b(y, x) = 1) \wedge (b(y, x) \in A) \wedge (i(y, x) \in A_{HT})$

при $i(y, x) \geq T_B$; $(b(y, x) = 0) \wedge (b(y, x) \notin A) \wedge (i(y, x) \notin A_{HT})$ при $i(y, x) < T_B$; A_{HT} – область пикселей на полутоновом изображении I , соответствующая области A на бинарном изображении B . В результате скелетизации изображения B формируется скелетизированное изображение $S = \|s(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$: $S = f_s(B)$, где f_s – функция скелетизации, такая, что $s(y, x) = 1$ для элементов скелета и $s(y, x) = 0$ для элементов фона.

Формируемые в реальных условиях полутоновые изображения содержат аддитивный шум. Реальное (зашумленное) изображение $\hat{I} = \|\hat{i}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ можно представить суммой исходного незашумленного изображения I и аддитивного шума $N_{HT} = \|n_{HT}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$: $\hat{i}(y, x) = i(y, x) + n_{HT}(y, x)$. После бинаризации изображение \hat{I} преобразуется в зашумленное бинарное изображение $\hat{B} = \|\hat{b}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$: $\hat{B} = f_B(\hat{I})$, которое состоит из исходного незашумленного изображения B и бинарного шума N_B : $\hat{B} = B \oplus N_B$ и $\hat{b}(y, x) = b(y, x) \oplus n_B(y, x)$, где \oplus – операция сложения по модулю два. Изображение \hat{B} содержит единичную область $\hat{A} = A + N_B$, искаженную бинарным шумом N_B . Область \hat{A} на бинарном изображении \hat{B} соответствует области \hat{A}_{HT} на полутоновом изображении \hat{I} . В результате скелетизации зашумленного изображения \hat{B} формируется искаженное скелетизированное изображение $\hat{S} = \|\hat{s}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$. В результате действия шума N_{HT} базовое скелетизированное изображение S может разрушиться.

В связи с этим предлагается уточненная модель бинарного скелетизируемого изображения \hat{B} , основанная на учете мультипликативной $N_{BM} = \|n_{BM}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ и аддитивной $N_{BA} = \|n_{BA}(y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ составляющих шума и позволяющая уменьшить ошибки формирования скелета \hat{S} . Эта модель учитывает два процесса изменения скелета под действием шума: деформации, вызванные мультипликативным шумом, и разрушения, вызванные аддитивным шумом. Математическая модель формирования скелета можно представить в виде трех взаимосвязанных соотношений:

$$\hat{S} = \begin{cases} S_O(B) \text{ при } \hat{B} = B; \\ \{S_O(B), (S_O(B) \cup S_{MO}(B, N_{BM}))\} \text{ при } \hat{B} = B \oplus N_{BM}; \\ \{S_A(B, N_{BA}), (S_A(B, N_{BA}) \cup S_{MA}(B, N_{BA}, N_{BM}))\} \text{ при } \hat{B} = B \oplus N_{BA} \oplus N_{BM}, \end{cases} \quad (1)$$

где \cup – операция «объединение»; $S_O(B) = \|s_O(B, y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ – базовые составляющие скелета, сохраняющиеся в условиях мультипликативного бинарного шума; $S_{MO}(B, N_{BM}) = \|s_{MO}(B, N_{BM}, y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ – дополнительные к $S_O(B)$ составляющие скелета, появляющиеся в условиях воздействия мультипликативного бинарного шума; $S_A(B, N_{BA}) = \|s_A(B, N_{BA}, y, x)\|$ – скелет, сформированный под действием аддитивного бинарного шума, не содержащий базовые составляющие скелета $S_O(B)$; $S_{MA}(B, N_{BA}, N_{BM}) = \|s_{MA}(B, N_{BA}, N_{BM}, y, x)\|_{(y=0, Y-1, x=0, X-1)}$ – дополнительные к $S_A(B, N_{BA})$ составляющие скелета, появляющиеся в условиях воздействия мультипликативного бинарного шума.

Проявление мультипликативной N_{BM} и аддитивной N_{BA} составляющих шума на скелетизируемом бинарном изображении \hat{B} зависит от значений яркости пикселей и амплитуды $N_{HT} = I - \hat{I}$ шума на исходном полутоновом изображении \hat{I}

$$\begin{aligned} & (i(y, x) \leq T_B) \wedge (\hat{i}(y, x) > T_B) \vee (i(y, x) > T_B) \wedge (\hat{i}(y, x) \leq T_B) \Rightarrow \\ & \Rightarrow (b(y, x) \in E \Rightarrow n_{BM}(y, x) \leftarrow 1) \vee (b(y, x) \in (A - E) \Rightarrow n_{BA}(y, x) \leftarrow 1), \end{aligned} \quad (2)$$

где E – множество граничных пикселей $b(y, x)$ области A бинарного изображения (рис. 1, а).

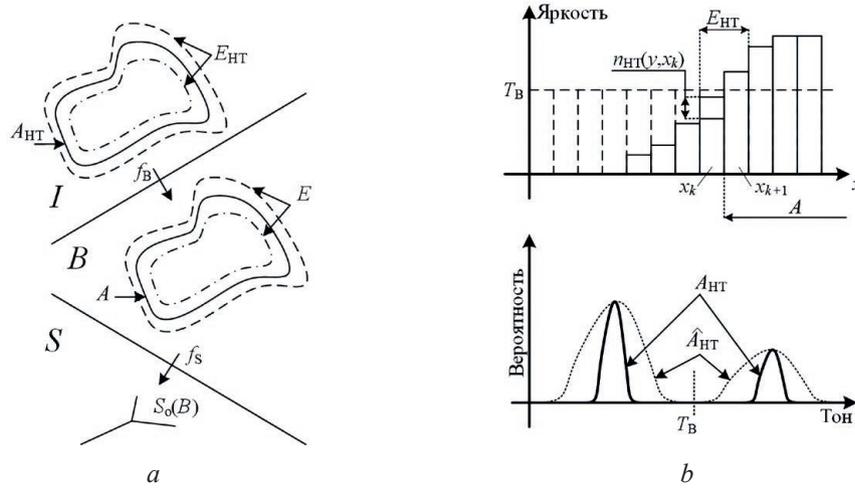


Рис. 1. Иллюстрация процесса скелетизации полутонового изображения: *a* – формирование скелета полутонового изображения; *b* – профиль яркости и гистограмма полутонового изображения в условиях шума и снижения контраста

Fig. 1. Illustration of the halftone skeletonization process: *a* – halftone skeletal shaping; *b* – brightness profile and histogram of the halftone image

С учетом максимального значения шума $\max(|N_{HT}|)$ и (1) можно описать условия формирования скелетов с помощью выражений:

$$\left(\min(A_{HT}) - \max(|N_{HT}|) \geq T_B\right) \wedge \left(\max(\overline{A_{HT}}) + \max(|N_{HT}|) < T_B\right) \Rightarrow (\hat{B} = B) \Rightarrow (\hat{S} = S_0(B)); \quad (3)$$

$$\begin{aligned} & \left(\min(A_{HT} - E_{HT}) - \max(|N_{HT}|) \geq T_B\right) \wedge \left(\min(A_{HT} \cap E_{HT}) - \max(|N_{HT}|) < T_B\right) \wedge \\ & \quad \wedge \left(\max(\overline{A_{HT}} \cap E_{HT}) + \max(|N_{HT}|) \geq T_B\right) \Rightarrow \\ & \Rightarrow (\hat{B} = B \oplus N_{BM}) \Rightarrow (\hat{S} = S_0(B) \vee (S_0(B) \oplus S_{MO}(B, N_{BM}))); \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} & \left(\min(A_{HT} - E_{HT}) - \max(|N_{HT}|) < T_B\right) \Rightarrow (\hat{B} = B \oplus N_{BA} \oplus N_{BM}) \Rightarrow \\ & \Rightarrow (\hat{S} = S_A(B, N_{BA}) \vee (S_A(B, N_{BA}) \oplus S_{MA}(B, N_{BA}, N_{BM}))). \end{aligned} \quad (5)$$

Из (5) следует, что при интенсивном шуме N_{HT} на исходном полутоновом изображении \hat{I} возникает аддитивный бинарный шум N_{BA} на изображении \hat{B} (рис. 1, *b*). Это приводит к сильным изменениям в скелете \hat{S} из-за отсутствия в нем постоянной составляющей, зависящей только от изображения B , и делает неэффективными алгоритмы бинарной скелетизации. Для повышения устойчивости скелетов к шуму N_{HT} на исходном полутоновом изображении \hat{I} можно снизить данный шум, например с помощью низкочастотного фильтра, для преобразования выражения $\hat{B} = B \oplus N_{BA} \oplus N_{BM}$ к $\hat{B} = B \oplus N_{BM}$. Таким образом, актуальными задачами являются разработка устойчивого к аддитивному шуму алгоритма скелетизации полутоновых изображений на основе предварительной низкочастотной фильтрации и оценки его эффективности.

Алгоритм скелетизации полутоновых изображений на основе адаптивной низкочастотной фильтрации

Для скелетизации полутоновых изображений \hat{I} с двухмодовой гистограммой яркости в условиях аддитивного шума предлагается алгоритм, основанный на адаптивной низкочастотной фильтрации и бинаризации для формирования скелетизированного изображения $\tilde{S} = \|\tilde{s}(y, x)\|_{(y=0, \overline{y-1}, x=0, \overline{x-1})}$ с использованием сглаженного $\tilde{I} = \|\tilde{i}(y, x)\|_{(y=0, \overline{y-1}, x=0, \overline{x-1})}$ и бинарного $\tilde{B} = \|\tilde{b}(y, x)\|_{(y=0, \overline{y-1}, x=0, \overline{x-1})}$ изображений. Сущность данного алгоритма состоит в выборе значения σ дисперсии Гаусс-фильтра, обеспечивающего минимальное значение модифицированной

метрики чувствительности скелета к шуму, учитывающей искажения форм бинарных областей скелетизируемого изображения в результате низкочастотной фильтрации исходного полутонового изображения и вычисляемой с помощью выражения

$$M_s(\hat{B}, \tilde{B}, \tilde{S}) = \frac{1}{N_s(\tilde{S})} \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} m_s(\hat{B}, \tilde{B}, y, x), \quad (6)$$

где $N_s(M_B)$ – функция, определяющая количество единичных элементов в бинарной матрице $M_B = \|m_B(y, x)\|_{(y=0, \overline{Y-1}, x=0, \overline{X-1})}$, $N_s(M_B) = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} m_B(y, x)$; $m_s(y, x)$ – чувствительность к локальным искажениям скелета, определяемая с помощью выражения

$$m_s(\hat{B}, \tilde{B}, y, x) = \begin{cases} 1, & \text{при } (N_{ES}(y, x) > 2) \vee (\tilde{s}(y, x) \oplus \hat{s}(y, x) = 1); \\ 5, & \text{при } \left(\sum_{j=-1}^1 \sum_{i=-1}^1 \hat{b}(y+j, x+i) = 0 \right) \wedge (N_{ES}(y, x) > 1); \\ 10, & \text{при } \left(\left| N_s(\tilde{B}) - N_s(\hat{B}) \right| / N_s(\hat{B}) > 0,02 \right) \vee (R(\tilde{S}) \neq R(\hat{S})); \\ 0 & \text{в других случаях;} \end{cases} \quad (7)$$

$R(\tilde{B})$, $R(\hat{B})$ – количество областей на изображениях \tilde{B} и \hat{B} ; $N_{ES}(y, x) = 9 - \sum_{j=-1}^1 \sum_{i=-1}^1 \tilde{s}(y+j, x+i)$ – количество граничных пикселей для каждого пикселя скелета.

Алгоритм состоит из следующих шагов.

1) Инициализация значений переменных алгоритма: дисперсии ($\sigma = 1$), количества итераций ($n = 0$), матрицы бинарного изображения \hat{B} ($\hat{B} = f_B(\hat{I})$).

2) Начало цикла вычисления метрики чувствительности. Формирование сглаженного изображения \tilde{I} в результате свертки исходного изображения \hat{I} с ядром Гаусс-фильтра.

3) Формирование гистограммы яркости сглаженного изображения \tilde{I} и определение по ней порога бинаризации T_B . Формирование бинарного изображения \tilde{B} с помощью алгоритма адаптивной пороговой обработки Otsu [2].

4) Формирование n -го скелетизированного изображения $\tilde{S}(n)$ с помощью алгоритма бинарной скелетизации (например ОРТА [3] и др.).

5) Вычисление n -го значения метрики $M_s(\hat{B}, \tilde{B}, \tilde{S}, n)$ чувствительности скелета к шуму с использованием выражения (6).

6) Приращение значения дисперсии: $\sigma = \sigma + 1$.

7) Приращение счетчика количества итераций: $n = n + 1$.

8) Проверка счетчика количества итераций на достижение максимального значения, например 20 (зависит от доступных вычислительных ресурсов). Если $n < 20$ – переход на шаг 2.

9) Поиск минимального значения $M_{S_{\min}}$ метрики чувствительности скелета к шуму и номера $N_{S_{\min}}$ итерации для такой метрики при $n = 0, 19$.

10) Завершение алгоритма и формирование результата: $\tilde{S}(N_{S_{\min}})$.

Оценка эффективности алгоритмов скелетизации полутоновых изображений

Для оценки эффективности алгоритмов скелетизации использованы тестовые полутоновые изображения с контролируемым контрастом и уровнем аддитивного шума. На рис. 2 приведены комбинированные изображения ($\hat{B} + \tilde{S}$), сформированные в результате сложения бинарных изображений \hat{B} , полученных после адаптивной пороговой обработки, и бинарных скелетизированных изображений \tilde{S} , полученных с помощью алгоритмов ОРТА, АТФ и предложенного АТФМ. Из рис. 2 следует, что алгоритм АТФМ позволяет формировать скелеты, более устойчивые к шуму (имеют меньше структурных искажений), по сравнению с ОРТА и АТФ.

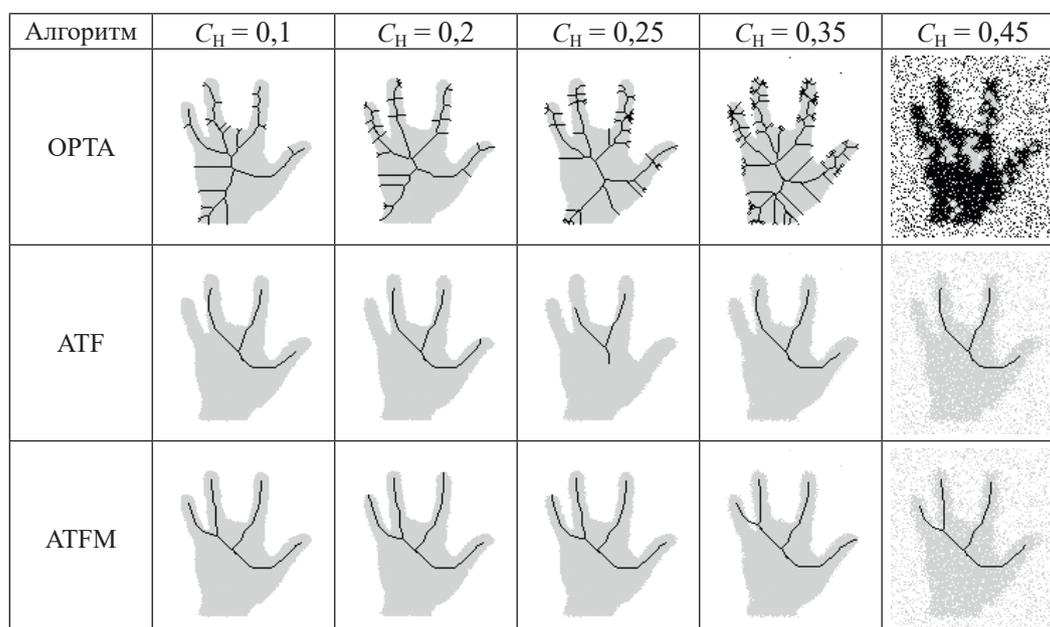


Рис. 2. Скелетизированные изображения, полученные при $\sigma = 1,0$, $A_{HT} = 10$

Fig. 2. Skeletonized images obtained at $\sigma = 1.0$, $A_{HT} = 10$

Для полутоновых изображений с различными коэффициентом C_H модификации гистограммы, параметром размытия σ и амплитудой A_{HT} шума и различных алгоритмов в табл. 1 приведены значения отклонения E_S от эталонного скелета при отсутствии шума, вычисляемые с помощью разности изображений скелетов S и S_1 при отсутствии и наличии аддитивного шума ($S = \hat{S}$ или $S = \tilde{S}$ в зависимости от алгоритма) в условиях заданного контраста

$$E_S = \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} |S - \hat{S}| / \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} S, \text{ при } y = \overline{0, Y-1}, x = \overline{0, X-1}. \quad (8)$$

Таблица 1. Оценка показателей эффективности алгоритмов скелетизации

Table 1. Evaluation of performance indicators of skeletonization algorithms

Показатель / Index	C_H	E_S			C_1	V_1	T_B	I_{max}	I_{min}	T_p, c		
		ОПТА	АТФ	АТФМ						ОПТА	АТФ	АТФМ
$A_{HT} = 10$ $\sigma = 0,5$	0,10	0,005	0,631	0,151	0,326	0,799	125	230	30	0,225	3,089	2,855
	0,20	0,010	0,613	0,154	0,244	0,566	141	204	55	0,211	2,903	2,827
	0,25	0,106	0,695	0,318	0,203	0,459	151	191	68	0,212	2,962	2,870
	0,35	1,121	0,681	0,431	0,122	0,262	164	166	91	0,384	2,923	2,847
	0,45	11,773	0,766	0,631	0,040	0,082	180	140	115	1,066	4,048	4,058
$A_{HT} = 20$ $\sigma = 0,5$	0,10	0,246	0,582	0,574	0,326	0,798	119	230	32	0,289	3,765	3,669
	0,20	0,968	0,713	0,441	0,244	0,567	119	204	55	0,443	3,848	3,741
	0,25	1,648	0,812	0,554	0,203	0,459	128	191	67	0,426	3,880	3,893
	0,35	5,249	0,649	0,585	0,122	0,263	134	166	91	0,972	5,119	5,061
	0,45	15,727	0,645	0,413	0,040	0,082	156	140	116	0,493	3,502	3,821
$A_{HT} = 10$ $\sigma = 1$	0,10	1,074	0,635	0,356	0,313	0,766	128	230	38	0,373	3,861	3,767
	0,20	1,017	0,713	0,151	0,234	0,543	143	204	61	0,395	3,898	3,790
	0,25	1,342	0,663	0,156	0,195	0,441	146	191	72	0,389	3,866	3,785
	0,35	2,207	0,617	0,597	0,117	0,252	164	166	94	0,501	3,967	4,036
	0,45	12,663	0,713	0,587	0,039	0,079	182	140	116	0,995	4,497	4,812
$A_{HT} = 20$ $\sigma = 1$	0,10	1,756	0,699	0,654	0,313	0,767	109	230	38	0,489	4,008	4,063
	0,20	2,305	0,064	0,515	0,234	0,543	115	204	58	0,538	3,962	4,142
	0,25	2,833	0,663	0,679	0,195	0,441	123	191	71	0,583	4,111	4,254
	0,35	6,049	0,667	0,649	0,117	0,251	141	166	94	0,971	5,893	6,347
	0,45	15,372	0,738	0,859	0,039	0,079	148	140	116	0,406	3,745	4,103

Также в табл. 1 приведены значения контраста C_1 , вариации V_1 , адаптивного порога T_B , определяемого с помощью алгоритма Otsu, минимальное I_{\min} и максимальное I_{\max} значения пикселей полутонового изображения без шума и время T_p скелетизации. Значения контраста C_1 и вариации V_1 вычисляли с помощью выражений:

$$C_1 = \sqrt{\frac{1}{YX} \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} (\hat{i}(y,x) - \mu(\hat{I}))^2}; \quad (9)$$

$$V_1 = \frac{D_{ST}(I)}{\mu(I)}, \quad (10)$$

где $\mu(I)$ – среднее значение яркости пикселей для изображения I , $\mu(I) = \frac{1}{YX} \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} i(y,x)$; $D_{ST}(I)$ – дисперсия значений пикселей для изображения I .

Для полутоновых изображений с резкими перепадами яркости (при $\sigma = 0,5$) алгоритм АТФМ позволяет:

- повысить устойчивость скелетов к шуму в сравнении с алгоритмом ОРТА;
- при низком уровне шума ($A_{HT} = 10$) и низком контрасте повысить устойчивость скелетов к шуму в сравнении с алгоритмом АТФ;
- при высоком уровне шума ($A_{HT} = 20$) сохранить устойчивость скелетов к шуму в сравнении с алгоритмом АТФ.

Предложенный алгоритм АТФМ имеет одинаковую скорость скелетизации с АТФ. Для алгоритмов ОРТА [3] и ZS [4] проанализированы зависимости отклонения E_S от отношения R_{SN} сигнал/шум, вычисляемого по формуле:

$$R_{SN} = \frac{\frac{1}{YX} \sum_{y=0}^{Y-1} \sum_{x=0}^{X-1} (i(y,x) - I_{\min})}{D_{ST}(N_{HT})}. \quad (11)$$

При $\sigma = 0,5$, $0,17 > V_1 > 0,16$ алгоритм АТФМ позволяет уменьшить отклонения скелета от эталона при:

- $R_{SN} = 2$ примерно в 3,6 раза в сравнении с ОРТА (при проигрыше алгоритму АТФ на основе ОРТА в 1,2 раза) и в 2,1 раза – в сравнении с ZS (при выигрыше по сравнению с алгоритмом АТФ на основе ZS в 1,03 раза);
- $R_{SN} = 1$ примерно в 19,4 раза в сравнении с ОРТА (при выигрыше по сравнению с алгоритмом АТФ на основе ОРТА в 1,2 раза) и в 12,5 раза – в сравнении с ZS (при выигрыше по сравнению с алгоритмом АТФ на основе ZS в 1,02 раза).

При $\sigma = 1,0$, $V_1 \approx 0,65$, $R_{SN} = 5$ алгоритм АТФМ позволяет уменьшить отклонение скелета от эталона примерно в 5,2; 2,8; 1,6 и 1,03 раза в сравнении с ОРТА, АТФ на основе ОРТА, ZS и АТФ на основе ZS соответственно. При $\sigma = 1,0$, $V_1 = 0,164$ алгоритм АТФМ позволяет уменьшить отклонение скелета от эталона при:

- $R_{SN} = 2$ примерно в 4,8; 1,0; 2,7 и 1,1 раза в сравнении с ОРТА, АТФ на основе ОРТА, ZS и АТФ на основе ZS соответственно;
- $R_{SN} = 1$ примерно в 16,7; 1,0; 11,3 и 1,06 раза в сравнении с ОРТА, АТФ на основе ОРТА, ZS и АТФ на основе ZS соответственно.

Заключение

1. Предложена модель скелетизации полутоновых изображений, основанная на двухмодовой гистограмме яркости и учитывающая влияние контрастно-яркостных параметров, мультипликативной и аддитивной составляющих шума на качество скелетизированного изображения. Модель позволяет определить условия эффективной скелетизации полутоновых изображений, при которых искажения обусловлены влиянием только мультипликативной составляющей или комбинацией мультипликативной и аддитивной составляющих шума.

2. Разработан алгоритм скелетизации полутоновых изображений, основанный на предложенной модели и адаптивной низкочастотной фильтрации, отличающийся от известных алгоритмов учетом искажений форм областей бинарного скелетизируемого изображения в условиях аддитивного шума.

3. Определены условия влияния контрастно-яркостных параметров изображений на качество скелетизации.

Список литературы / References

1. Saha P. K., Borgefors G., Sanniti di Bajade G. (2016) A Survey on Skeletonization Algorithms and their Applications. *Pattern Recognition Letters*. 76, 3–12. DOI: 10.1016/j.patrec.2015.04.006.
2. Otsu N. (1979) A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms. *IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics*. 9 (1), 62–66. DOI: 10.1109/TSMC.1979.4310076.
3. Chin R.T. et al. (1987) A One-Pass Thinning Algorithm and its Parallel Implementation. *Computer Vision, Graphics and Image Processing*. 40, 30–40. DOI: 10.1016/0734-189X(87)90054-5.
4. Zhang T. Y., Suen C. Y. (1984) A Fast Parallel Algorithm for Thinning Digital Patterns. *Communications of the ACM*. 27 (3), 236–239. DOI: 10.1145/357994.358023.
5. Hoffman M. E., Wong E. K. (1998) Scale-Space Approach to Image Thinning Using the Most Prominent Ridge-Line in the Image Pyramid Data Structure. *Photonics West '98 Electronic Imaging, International Society for Optics and Photonics*. 30, 1369–1373. DOI: 10.1117/12.304636.
6. Chatbri H., Kameyama K. (2014) Using Scale Space Filtering to Make Thinning Algorithms Robust Against Noise in Sketch Images. *Pattern Recognition*. 42, 1–10. DOI: 10.1016/j.patrec.2014.01.011.
7. Cai J. (2012) *Robust Filtering-Based Thinning Algorithm for Pattern Recognition*. The Computer Journal. 55 (7), 887–896. DOI: 10.1093/comjnl/bxr124.

Вклад авторов

Ма Цзюнь предложил модель, разработал алгоритм и программные средства, произвел оценку эффективности скелетизации полутоновых изображений.

Цветков В. Ю. осуществил постановку задачи исследования и редактирование статьи.

Борискевич А. А. определил направление и цель исследования.

Authors' contribution

Ma Jun proposed the model, developed the algorithm and software tools, and evaluated the efficiency of grayscale image skeletonization.

Tsviatkou V. Yu. carried out the formulation of the research problem and the editing of the article.

Boriskevich A. A. determined the direction and purpose of the study.

Сведения об авторах

Ма Цзюнь, аспирант кафедры инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Цветков В. Ю., д. т. н., профессор, заведующий кафедрой инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Борискевич А. А., д. т. н., профессор, профессор кафедры инфокоммуникационных технологий 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 17 293-84-08
E-mail: vtsvet@bsuir.by
Цветков Виктор Юрьевич

Information about the authors

Ma Jun, Postgraduate at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Tsviatkou V. Yu., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Head of the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Boriskevich A. A., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Professor at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-84-08
E-mail: vtsvet@bsuir.by
Tsviatkou Viktor Yur'evich

ПРИЛОЖЕНИЕ

В статью «Влияние термической нагрузки при формировании контактов Al–Al на электрические параметры интегральных микросхем с контактами алюминий-поликремний» авторов В. А. Пилипенко, В. А. Солодуха, Н. С. Ковальчук, Я. А. Соловьёв, Д. В. Шестовский, Д. В. Жигулин, опубликованную в журнале «Доклады БГУИР», Т. 20, № 7, 2022 (с. 20–27), были внесены изменения. В связи с этим рис. 3 следует читать в новой редакции.

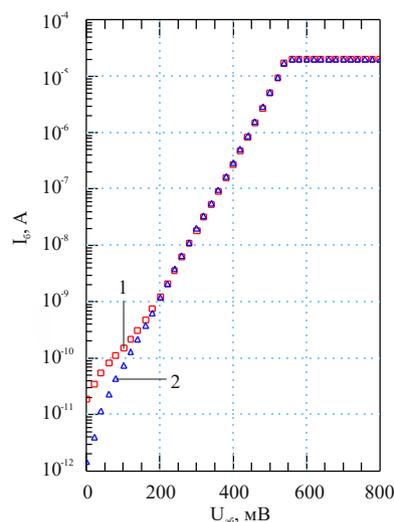


Рис. 3. Зависимость величины базового тока от напряжения эмиттер-база для приборов с формированием омических контактов Al-Si и Al-Al с применением длительных (450 °С, 20 мин в среде N₂) (1) и быстрой термообработок (450 °С, 7 с в среде N₂) для формирования контакта Al-Al (2)
Fig. 3. Dependences of the value of the base current on the emitter-base voltage for devices with the formation of ohmic Al-Si and Al-Al contacts with the use of long (450 °C, 20 min in N₂ medium) (1) and the use of RTP (450 °C, 7 s in N₂ medium) for forming Al-Al contact (2)

На сайте журнала «Доклады БГУИР», Т. 20, № 7, 2022, размещена актуальная версия статьи.