
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 Богущ

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. Иванюк, 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

Роткович А. А., Тишкевич Д. И., Герман С. А., Бондарук А. А., Леончик С. В., Дашкевич Е. С., Федосюк В. М., Труханов А. В. Композиционные материалы системы эпоксидная смола–W для радиационной защиты от гамма-излучения	5
Зеневич А. О., Коваленко Т. Г., Новиков Е. В., Жданович С. В. Волоконно-оптический датчик идентификации жидкостей и определения концентрации растворов	14
Лазарук С. К., Дудич В. В., Ореховская Т. И., Сасинович Д. А., Томашевич Л. П., Устименко А. А., Повжик А. А., Каланда Н. А., Симоненко Д. А., Иванюта С. М. Формирование трубчатых оксидов алюминия локальным электрохимическим анодированием в органических электролитах и их антиотражающие свойства	21

Кунц А. В., Дворников О. В., Чеховский В. А. Проектирование ВJT-ЈFET операционных усилителей на базовом матричном кристалле	29
Кураев А. А., Матвеев В. В. Гелитрон: работа на высоких гармониках орбитальной частоты и режим фазовой селекции электронов.....	37
Липкович Э. Б., Рабцевич В. В. Методика расчета эффективности систем связи с многопозиционными видами модуляции и многокаскадным составным кодированием.....	45
Гейстер С. Р., Цяньлань Хуан. Защита от имитирующих помех на основе когерентного накопления и импульсного зондирующего сигнала со случайной начальной фазой.....	53
Тузлуков В. П. Обнаружение сигналов с хаотически изменяющейся формой и малой вероятностью радиоперехвата	61
Козлов С. В., Радионович В. В. Особенности цифрового диаграммообразования в субапертурных антенных решетках высокоинформативных космических радиолокаторов с синтезированием апертуры	70
Шарамет А. В., Лысый А. Н. Анализ методов измерений параметров диаграммы направленности антенных систем.....	75
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., Соловьёв Я. А., Левчук Д. С., Стемпицкий В. Р. Оптические, механические и электрические характеристики теплового неохлаждаемого детектора болометрического типа на основе оксида ванадия	84
Ревинская И. И., Камлач П. В. Методика оценки легочных объемов на основе записи биомеханики дыхательных движений.....	92
Курочка К. С., Семенченя Т. С. Адаптированные алгоритмы Dual Contouring и Marching Cubes для 3D-реконструкции поясничного отдела позвоночника человека	99
Vishniakou U. A., Yu Chu Yue. Using Machine Learning for Recognition of Alzheimer’s Disease Based on Transcription Information (Вишняков Ю. А., Юй Чу Юэ. Использование машинного обучения для распознавания болезни Альцгеймера на основе транскрипционной информации).....	106
Дик К. С. Методика поиска дефектных солнечных панелей в данных телеметрии электростанции на основе результатов работы цифрового двойника	113

Ответственный секретарь Т. В. Мироненко

Подписано в печать 18.12.2023. 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 247.

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 007872

© УО «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2023

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

Rotkovich A. A., Tishkevich D. I., German S. A., Bondaruk A. A., Leonchik S. V., Dashkevich E. S., Fedosyuk V. M., Trukhanov A. V. Composite Materials of Epoxy Resin–W System for Radiation Shielding Against Gamma Radiation.....	5
Zenevich A. O., Kovalenko T. G., Novikov E. V., Zhdanovich S. V. Fiber-Optic Sensor for Identifying Liquids and Determining Solutions Concentration	14
Lazarouk S. K., Dudich V. V., Orekhovskaya T. I., Sasinovych D. A., Tomashevich L. P., Ustimenko A. A., Povzhik A. A., Kalanda N. A., Symonenko D. A., Ivanyuta S. M. Formation of Tubular Aluminum Oxides by Local Electrochemical Anodization in Organic Electrolytes and Their Anti-Reflection Properties	21
Kunts A. V., Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A. Design of BJT-JFET Operational Amplifiers on the Master Slice Array.....	29
Kurayev A. A., Matveyenka V. V. Helitron: Operation at High Frequency Orbital Harmonics and the Mode of Electron Phase Selection	37
Lipkovich E. B., Rabtsevich V. V. A Method for Calculating of the Efficiency of Communication Systems with Multiple Modulation Types and Multi-Stage Composite Coding	45
Heister S. R., Qianlan Huang. Protection Against Simulating Interference Based on Coherent Storage and Pulsed Probing Signal with a Random Initial Phase.....	53

Tuzlukov V. P. Detection of Signals with Chaotic Varying Forms and Low Intercept Probability ..	61
Kozlov S. V., Radionovich V. V. Digital Beamforming Features in Subaperture Antenna Arrays of Highly Informative Space Radars with Aperture Synthesis	70
Sharamet A. V., Lysy A. N. Analysis of Methods for Measuring Parameters of the Radiation Pattern of Antenna Systems	75
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. Optical, Mechanical and Electrical Characteristics of Thermal Uncooled Bolometric Type Detector Based on Vanadium Oxide	84
Revinskaya I. I., Kamlach P. V. Methodology for Assessing Lung Volumes Based on Recording the Biomechanics of Respiratory Movements	92
Kurochka K. S., Semenchena T. S. Adaptation of Dual Contouring and Marching Cubes Algorithms for 3D Reconstruction of the Human Lumbar Spine.....	99
Vishniakou U. A., Yu Chu Yue. Using Machine Learning for Recognition of Alzheimer’s Disease Based on Transcription Information.....	106
Dzik K. S. A Method for Searching for Defective Solar Panels in Telemetry Data of a Power Plant Based on the Results of a Digital Twin	113

Responsible Secretary T. Mironenka

Signed for printing 18.12.2023. Format 60×84 ¼. Office paper. Printed on a risograph. Type face Times.
Ed.-pr. l. 14,18. Ed.-ed. l. 12,1. Edition 75 copies. Order 247.

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/10.35596/1729-7648-2023-21-6-5-13>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 537.533.9

КОМПОЗИЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ СИСТЕМЫ ЭПОКСИДНАЯ СМОЛА–W ДЛЯ РАДИАЦИОННОЙ ЗАЩИТЫ ОТ ГАММА-ИЗЛУЧЕНИЯ

А. А. РОТКОВИЧ¹, Д. И. ТИШКЕВИЧ¹, С. А. ГЕРМАН^{1,2}, А. А. БОНДАРУК¹,
С. В. ЛЕОНЧИК¹, Е. С. ДАШКЕВИЧ¹, В. М. ФЕДОСЮК¹, А. В. ТРУХАНОВ¹

¹Государственное научно-производственное объединение «Научно-практический центр
Национальной академии наук Беларуси по материаловедению» (г. Минск, Республика Беларусь)

²Белорусский национальный технический университет (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 19.07.2023

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

Аннотация. С использованием метода химического отверждения получены композиционные материалы на основе системы эпоксидная смола–W с варьированием содержания W от 0 до 80 %. Проведенное исследование микроструктуры образцов показало, что при увеличении содержания W наблюдается более равномерное распределение зерен в матрице эпоксидной смолы. Для образцов с содержанием наполнителя до 40 % отмечена агломерация зерен W. Статистический анализ размеров зерен исходного порошка W выявил, что вероятный их диаметр составляет 475 нм. Получены значения эффективной и относительной плотностей экспериментальных образцов с помощью метода Архимеда. Эффективная плотность изменялась в пределах от 1,16 до 4,36 г/см³ с увеличением содержания порошка W. Значения относительной плотности варьировались от 91 до 94 %, что свидетельствовало об отсутствии существенных дефектов при проведении испытания. Рентгеноструктурный анализ показал наличие фаз ОЦК-W и WO₂, что указывает на окисление W в тонком поверхностном слое материала. Моделирование в программном обеспечении Phy-X/PSD позволило оценить эффективность экранирования от гамма-излучения композиционных материалов при энергии излучения в диапазоне 0,8–2,5 МэВ. Образцы с содержанием наполнителя 60 и 80 % оказались наиболее подходящими для создания экранов радиационной защиты. Обнаружено, что добавление порошка W в эпоксидную матрицу способствовало уменьшению значений слоя половинного ослабления в 3,5 раза с 9,448 до 2,672 см для образцов с содержанием W 0 и 80 % соответственно при энергии излучения гамма-квантов 1,25 МэВ. Полученные результаты демонстрируют высокую эффективность предложенных композиционных материалов в экранировании гамма-излучения, что делает их достойным вариантом для создания экранов радиационной защиты.

Ключевые слова: ионизирующее излучение, радиационная защита, вольфрам, эпоксидная смола, моделирование, отверждение, гамма-излучение, композиционные материалы, полимер, экранирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Композиционные материалы системы эпоксидная смола–W для радиационной защиты от гамма-излучения / А. А. Роткович [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-5-13>.

COMPOSITE MATERIALS OF EPOXY RESIN–W SYSTEM FOR RADIATION SHIELDING AGAINST GAMMA RADIATION

ANASTASIA A. ROTKOVICH¹, DARIA I. TISHKEVICH¹, STEPAN A. GERMAN^{1,2},
ANASTASIA A. BONDARUK¹, SERGEY V. LEONCHIK¹, ELENA S. DASHKEVICH¹,
VALERY M. FEDOSYUK¹, ALEX V. TRUKHANOV¹

¹State Research and Production Association “Scientific and Practical Center of the National Academy
of Sciences of Belarus for Materials Science” (Minsk, Republic of Belarus)

²Belarusian National Technical University (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 19.07.2023

Abstract. Composite materials based on the epoxy resin–W system with varying W content (0–80 %) were obtained using the method of chemical curing. Microstructural investigations of the samples showed that with increasing W content there is a more uniform distribution of grains in the epoxy resin matrix could be observed. Agglomeration of W grains is noted for samples with filler content up to 40 %. Statistical analysis of the grain size of the initial W powder revealed that the probable diameter of W grains is 475 nm. The values of effective and relative densities of the experimental samples were obtained using the Archimedes method. The effective density varied from 1.16 to 4.36 g/cm³ with W powder content rising. The relative density values received ranged from 91 to 94 %, indicating that there were no significant defects in the samples. X-ray diffraction analysis showed the presence of vcc-W and WO₂ phases, indicating the oxidation of W in the thin surface layer of the powder. Calculation in Phy-X/PSD software allowed to evaluate the gamma radiation shielding efficiency for the epoxy resin–W system composite materials in 0.8–2.5 MeV energy range. It was observed that samples with filler content of 60 and 80 % were the most suitable for radiation shielding. It was found that the addition of W powder to the epoxy matrix contributed to the reduction of half attenuation layer values by 3.5 times from 9.448 to 2.672 cm for samples with 0 and 80 % W content, respectively, for 1.25 MeV radiation energy. The obtained results demonstrate the high efficiency of the proposed composite materials for shielding gamma radiation, which makes them a perspective candidate for manufacturing radiation shields.

Keywords: ionizing radiation, radiation shielding, tungsten, epoxy resin, modeling, curing, gamma radiation, composite materials, polymer, shielding.

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

For citation. Rotkovich A. A., Tishkevich D. I., German S. A., Bondaruk A. A., Leonchik S. V., Dashkevich E. S., Fedosyuk V. M., Trukhanov A. V. (2023) Composite Materials of Epoxy Resin–W System for Radiation Shielding Against Gamma Radiation. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 5–13. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-5-13> (in Russian).

Введение

Ионизирующее излучение разрушает молекулы и молекулярные связи, что ведет к изменению химической структуры соединений [1]. Для защиты человека и оборудования от поражающего высокоэнергетического гамма-излучения применяют радиационные экраны, содержащие в своем составе такие высокоплотные материалы, как свинец и бетон. Однако эти материалы имеют высокие массогабаритные характеристики, при этом у свинца серьезный минус – значительные показатели токсичности [2]. Вследствие этого особое внимание уделяется разработке новых легких материалов с хорошей радиационной защитой. Такие материалы применяются в различных отраслях, например, в медицине, электронике, аэрокосмической и ядерной промышленности.

Проводилось множество исследований по радиационно-полимерной тематике с охватом и термопластичных, и термореактивных полимеров. Такие материалы, как пластики и смолы, обладают низкими показателями плотности и имеют малый вес [3]. Полимерные материалы тоже характеризуются простотой обработки, долговечностью, химической и коррозионной стойкостью, хорошими адгезионными свойствами [4]. В целом композиционные материалы на основе эпоксидной смолы хорошо зарекомендовали себя для радиационной защиты благодаря ее отличной термической стабильности и длительной радиационной стойкости [5]. При этом эпоксидная смола является бюджетным и распространенным материалом. Все это делает композиционные материалы с эпоксидной матрицей перспективными для использования в качестве экранов радиационной защиты.

Композиты с такими наполнителями, как Bi-, W-содержащие соединения, ZnO, CdO и другими, неоднократно использовались для разработки экранирующих материалов [6]. Материалы же на основе углеродного волокна и тканей оказываются не так эффективны из-за наличия элементов с низким атомным номером (Z). В [7] выполнено исследование и сравнение наполнителей Bi₂O₃ (оксид висмута) и WO₃ (оксид вольфрама) с оксидом свинца PbO по способности к экранированию, а также изучено влияние микро- и наночастиц на значение массового коэффициента ослабления. Исследование подтвердило, что при использовании наноразмерных частиц Bi₂O₃, WO₃ и PbO (содержание 50 %) при энергии 0,3559 МэВ массовый коэффициент ослабления незначительно увеличивается по сравнению с микрочастицами и равняется 0,1099, 0,1097 и 0,1098 см²/г соответственно. Значения для образцов с компонентами Bi₂O₃ и WO₃ сравнимы с PbO, что доказывает возможность применения бессвинцовых материалов. Авторами исследованы микроструктура, химический и фазовый составы, плотность и параметры эффективности экранирования от гамма-излучения композиционных материалов системы эпоксидная смола–W.

Материалы и методы исследования

Композиционные материалы изготавливали из эпоксидной смолы ЭД-20 и порошка вольфрама W марки ПВЧ с добавлением отвердителя полиэтиленполиамина (ПЭПА). Массовое содержание вольфрама варьировалось от 0 до 80 % с шагом 20 %. Экспериментальные образцы были закодированы согласно шифру, приведенному в табл. 1. Схематичное представление методики эксперимента изображено на рис. 1.

Таблица 1. Кодовые названия композиционных материалов системы эпоксидная смола–W
Table 1. Code names of composite materials of epoxy resin system–W

Кодовое название / Code name	Содержание, % / Content, %	
	эпоксидной смолы / epoxy resin	вольфрама / tungsten
ЭП100	100	0
ЭП80В20	80	20
ЭП60В40	60	40
ЭП40В60	40	60
ЭП20В80	20	80

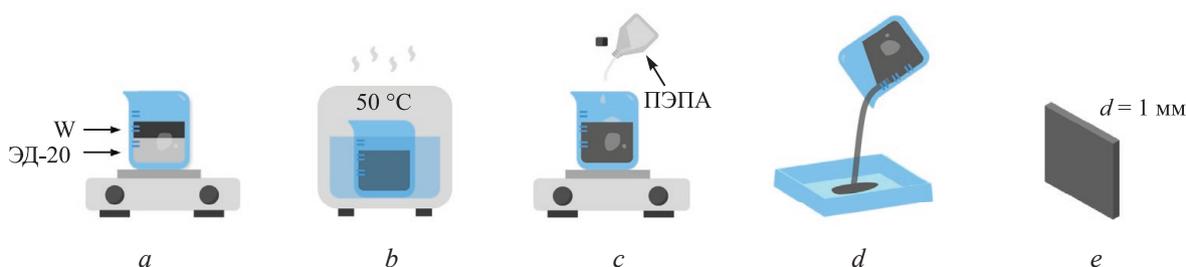


Рис. 1. Методика изготовления композиционных материалов системы эпоксидная смола–W
Fig. 1. Methodology of manufacturing of epoxy resin system–W composite materials

Эпоксидная смола и порошок вольфрама перемешивались в магнитной мешалке в течение 15 мин (рис. 1, a). Далее материалы поступали на водяную баню, нагретую до 50 °С (рис. 1, b). После остывания композитов добавляли отвердитель ПЭПА в количестве 10 % от массового содержания смолы, и образцы гомогенизировались 10 мин (рис. 1, c). Затем материалы заливали в силиконовые формы размерами ячеек 4,8×4,8 см (рис. 1, d). Отверждение образцов происходило в течение 24 ч. Постсинтезную обработку осуществляли с использованием шлифовально-полировального станка FORCIPOL 202.

Исследования морфологии и химического состава полученных композитов проводили с помощью сканирующего электронного микроскопа (СЭМ) Carl Zeiss EVO 10 и приставки Oxford для энергодисперсионной рентгеновской спектроскопии. Исходные данные для статистическо-

го анализа распределения размеров зерен вольфрама, проводившегося с применением программного обеспечения SmartSEM, были собраны с трех СЭМ-снимков. Анализ структуры и фазового состава композиционных материалов системы эпоксидная смола–W осуществляли методом дифракции рентгеновских лучей на дифрактометре POWDIX 600/300. Измерения проводили в пределах $2\theta = 5^\circ\text{--}140^\circ$ с шагом $0,05^\circ$. Эффективную плотность образцов измеряли по методу Архимеда [8].

Моделирование параметров эффективности экранирования от гамма-излучения выполняли в программном обеспечении Phy-X/PSD для линейного коэффициента ослабления (ЛКО), слоя половинного ослабления (СПО) и средней длины свободного пробега (ДСП). Расчеты проводили в диапазоне энергий 0,8–2,5 МэВ для источника ^{60}Co .

ЛКО показывает относительное уменьшение плотности потока на единицу толщины вещества и определяется по формуле

$$\text{ЛКО} = \ln\left(\frac{I/I_0}{x}\right), \quad (1)$$

где I, I_0 – интенсивность падающего и прошедшего излучений; x – толщина материала, см.

Слой половинного ослабления определяет толщину вещества, необходимую для экранирования излучения наполовину:

$$\text{СПО} = \frac{0,693}{\text{ЛКО}}. \quad (2)$$

Средняя длина свободного пробега описывает расстояние, которое проходит гамма-квант без столкновений. Однако, чем больше количество столкновений, тем эффективнее экранируется поток излучения. Также эта величина является обратной ЛКО

$$\text{ДСП} = \frac{1}{\text{ЛКО}}. \quad (3)$$

Результаты исследований и их обсуждение

На рис. 2, *a* представлен СЭМ-снимок исходного порошка вольфрама, а на рис. 2, *b* – диаграмма распределения его зерен.

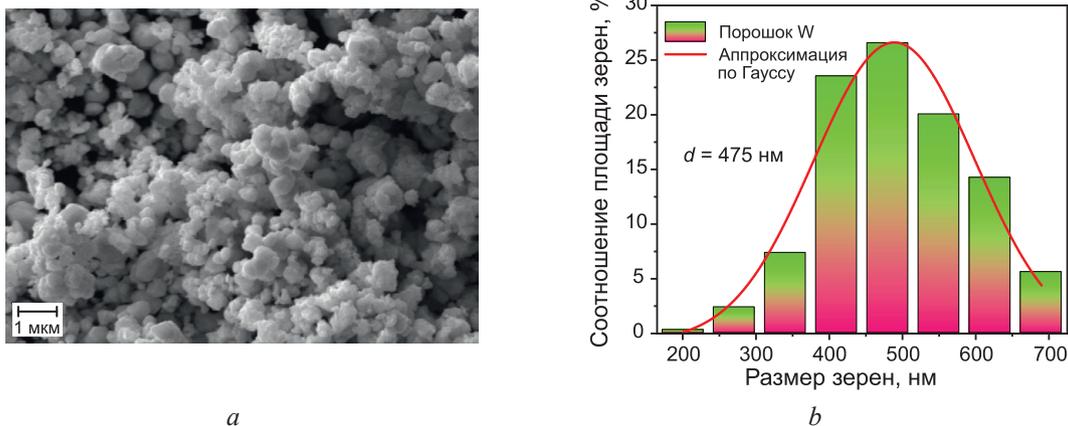


Рис. 2. Порошок вольфрама: *a* – исходный СЭМ-снимок; *b* – диаграмма распределения зерен
Fig. 2. Tungsten powder: *a* – original SEM image; *b* – grain distribution diagram

С целью определения наиболее вероятного размера зерен порошка W использовали функцию Гаусса для аппроксимации кривой распределения. Оптимальный диаметр зерен вольфрама – $d = 475$ нм (рис. 2, *b*). На рис. 3 представлены результаты СЭМ-исследования поперечного сечения композиционных материалов. Исследуемые образцы содержали W и полимерные составляющие С и О. На снимках рис. 3 приведены весовые содержания каждого элемента образца в процентном соотношении. Количественный состав W изменялся от 2,2 до 52,4 %.

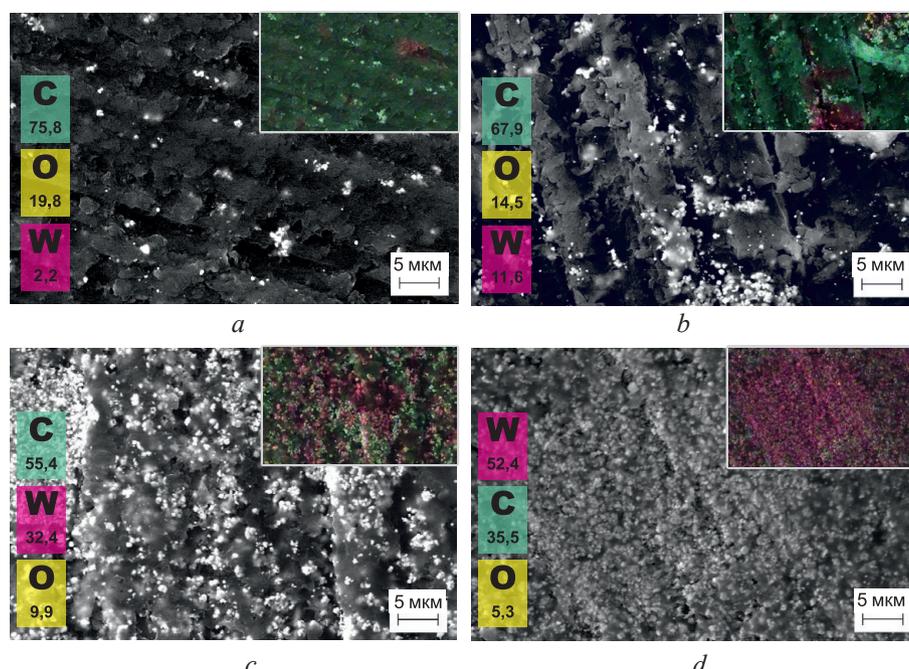


Рис. 3. СЭМ-снимки композиционных материалов системы эпоксидная смола–W образцов: *a* – ЭП80В20; *b* – ЭП60В40; *c* – ЭП40В60; *d* – ЭП20В80 (вставки – ЭРС-карты распределения элементов)
Fig. 3. SEM images of composite materials of the epoxy resin system–W samples: *a* – EP80W20; *b* – EP60W40; *c* – EP40W60; *d* – EP20W80 (inserts – EDX-maps of elements distribution)

На рис. 3 видно, что зерна вольфрама окружены полимерной матрицей. Так, на рис. 3, *a, b* четко прослеживаются редкие скопления агломерированных групп порошка W. Согласно рис. 3, *c, d*, с ростом содержания наполнителя до 60 и 80 % (табл. 1) наблюдается более однородное распределение порошка W. Полученное экспериментально с помощью EDX-анализа (рис. 3) содержание порошка W не будет совпадать с его теоретическим количеством (60 и 80 %) из-за потери материала при изготовлении образцов, из-за технологических особенностей и т. д. Зерна визуально просматриваются по всему объему матрицы, в образцах областей с пустотами и порами практически нет. Это также подтверждается результатами оценки распределения химического состава в виде карт химического анализа. Принимая во внимание результаты только СЭМ-анализа, можно утверждать, что образцы ЭП40В60 (рис. 3, *c*) и ЭП20В80 (рис. 3, *d*) в наибольшей степени подходят для целей исследования благодаря однородному распределению наполнителей.

Результаты рентгеноструктурного анализа представлены на рис. 4, где видно, что система композиционных материалов эпоксидная смола–W состоит из двух фаз – вольфрама W и оксида вольфрама WO₂ (рис. 4).

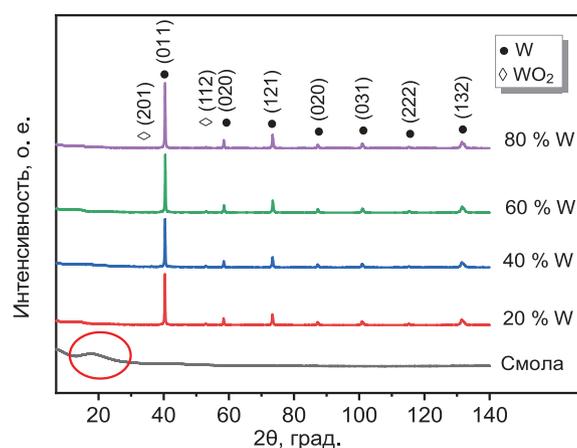


Рис. 4. Рентгеноструктурный анализ образцов композиционных материалов системы эпоксидная смола–W
Fig. 4. X-ray diffraction analysis of composite material samples epoxy resin systems–W

Необходимо отметить, что вольфрам окисляется при температуре 415 °С, а это значит, что рентгеноструктурный анализ не должен был выявить оксидную фазу, поскольку в процессе синтеза образцы изготавливались при температуре не выше 50 °С. Наличие оксидной фазы можно объяснить лишь поверхностным явлением, которое заключается в процессе окисления тонкого поверхностного слоя исходного порошка даже при комнатной температуре. На дифрактограмме рис. 4, характерной для чистой эпоксидной смолы, можно увидеть аморфное гало (выделено красным кругом), как и ожидается при анализе аморфных веществ. Дифрактограммы для композиционных экспериментальных образцов не отличаются друг от друга, что говорит об отсутствии влияния условий синтеза на кристаллическую структуру композитов.

В табл. 2 представлены значения эффективной плотности композиционных материалов системы эпоксидная смола–W.

Таблица 2. Эффективная плотность композиционных материалов системы эпоксидная смола–W
Table 2. Effective density of composite materials of the epoxy resin system–W

Кодовое название / Code name	Эффективная плотность, г/см ³ / Effective density, g/cm ³
ЭП100	1,16
ЭП80В20	1,40
ЭП60В40	1,75
ЭП40В60	2,56
ЭП20В80	4,36

В процессе исследований установлено, что с ростом содержания порошка W от 0 до 80 % происходит увеличение эффективной плотности с 1,16 до 4,36 г/см³. Расчет относительной плотности показал, что ее значения изменяются в пределах 91–94 % (рис. 5).

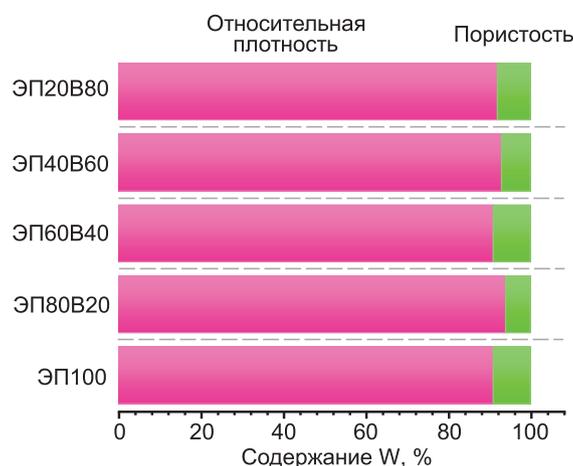


Рис. 5. Зависимость относительной плотности и пористости образцов композиционных материалов системы эпоксидная смола–W от процентного содержания наполнителя

Fig. 5. Dependence of relative density and porosity of samples of epoxy resin system–W composite materials on the filler content percentage

На рис. 6 приведены результаты расчетов в программе Phy-X основных параметров, описывающих эффективность экранирования гамма-излучения.

Как было отмечено ранее, чем больше значения ЛКО, тем выше эффективность экранирования. Согласно рис. 6, с увеличением энергии излучения от 0,8 до 2,5 МэВ значения ЛКО уменьшаются, и экранирующие свойства исследуемых образцов системы эпоксидная смола–W после действия энергии 1,25 МэВ значительно ослабевают (рис. 6, a). Например, линейный коэффициент ослабления образца ЭП20В80 при энергии излучения 1,25 МэВ имеет значение 0,235 см⁻¹, что практически на 31 % меньше, чем значение ЛКО (0,340 см⁻¹) при 0,80 МэВ. При этом образец с содержанием наполнителя 80 % обладает самыми высокими значениями ЛКО, по сравнению с остальными образцами.

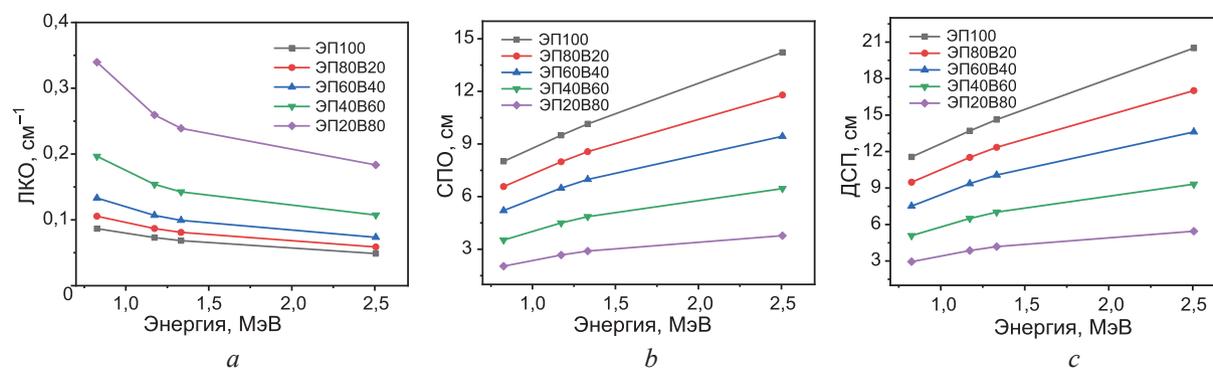


Рис. 6. Зависимости от энергии гамма-излучения образцов композиционных материалов системы эпоксидная смола–W: *a* – линейного коэффициента ослабления; *b* – слоя половинного ослабления; *c* – длины свободного пробега

Fig. 6. Dependences of gamma radiation energy on samples of composite materials of the epoxy resin system–W: *a* – linear attenuation coefficient; *b* – half-attenuation layer; *c* – free path length

То же можно сказать про результаты моделирования СПО (рис. 6, *b*). Композиционные материалы обладают сравнительно низкой плотностью, тогда как для ослабления более высоких энергий требуются образцы достаточно большой толщины. Таким образом, представленные материалы рекомендуется использовать при энергии излучения гамма-квантов до 1,25 МэВ, поскольку с ростом энергии излучения происходит значительное наращивание толщины образцов.

Следует отметить, что введение в систему до 80 % порошка вольфрама способствовало значительному снижению параметра СПО. Для сравнения, значения СПО при энергии излучения гамма-квантов 1,25 МэВ для образцов из чистой эпоксидной смолы и с максимальным содержанием вольфрама составляют 9,488 и 2,672 см соответственно. В связи с этим отмечено уменьшение значений СПО образцов в 3,5 раза. Результаты моделирования ДСП (рис. 6, *c*) коррелируют с результатами расчета СПО. Можно сказать, что среди композиционных материалов в системе эпоксидная смола–W образец ЭП20В80 выделяется экранирующими характеристиками, обладая существенно меньшими значениями ДСП. В частности, максимальные значения ДСП для образцов ЭП100 и ЭП20В80 составляют 20,512 и 5,449 см соответственно.

Таким образом, композиционные материалы системы эпоксидная смола–W с наполнением вольфрам от 80 % и более подходят в основном для создания экранов радиационной защиты благодаря высоким экранирующим свойствам и улучшенным масса-габаритным параметрам.

Заключение

1. Методом химического отверждения получены композиционные материалы системы эпоксидная смола–вольфрам с различным содержанием наполнителей (от 0 до 80 %). Исследование микроструктуры поперечного сечения образцов с помощью сканирующей электронной микроскопии показало, что с увеличением массовой доли наполнителя наблюдается более однородное распределение зерен вольфрама в эпоксидной матрице. Отмечено возникновение скоплений агломератов зерен вольфрама для образцов с наполнителем до 40 %.

2. Проведен статистический анализ размеров зерен вольфрама, который показал, что наиболее вероятный размер зерен W составляет 475 нм. Значения эффективной плотности образцов получили экспериментальным методом, а относительной плотности – расчетным. Для системы эпоксидная смола–W при увеличении содержания порошка вольфрама эффективная плотность изменялась от 1,14 до 4,36 г/см³, относительная колебалась в пределах 91–94 %, что указывает на достаточно бездефектное проведение испытания.

3. С помощью рентгеноструктурного анализа оценена кристаллическая структура композиционных материалов. Анализ показал наличие фаз ОЦК-W и WO₂ для двух исследуемых систем. На дифрактограмме, соответствующей чистой эпоксидной смоле, наблюдались характерные широкополосные пики.

4. По итогам моделирования эффективности экранирования от ионизирующего излучения в программном обеспечении Phy-X/PSD получены значения таких параметров, как линейный

коэффициент ослабления, слой половинного ослабления и длина свободного пробега. Образцы ЭП40В60 и ЭП20В80 в наибольшей степени подходят для создания экранов радиационной защиты. Для полного поглощения энергии 1,25 МэВ потребуются образцы ЭП20В80 толщиной 2,672 см, а для экранирования такой же величины энергии – образец ЭП100 толщиной 9,448 см. Результаты исследования показывают возможность применения композитов в качестве экранирующих материалов от гамма-излучения благодаря отличным значениям параметров эффективности экранирования.

Список литературы / References

1. Hou Y., Li M., Gu Y., Yang Z. (2017) Gamma Ray Shielding Property of Tungsten Powder Modified Continuous Basalt Fiber Reinforced Epoxy Matrix Composites. *Polymer Composites*. 39, 2106–2115.
2. Wani A. L., Ara A., Usmani J. A. (2015) Lead Toxicity: a Review. *Interdiscip Toxicol*. 8 (2), 55–64.
3. Trukhanov A. V., Tishkevich D. I., Podgornaya S. V., Kaniukov E., Darwish M. A., Zubar T. I., Timofeev A. V., Trukhanova E. L., Kostishin V. G., Trukhanov S. V. (2022) Impact of the Nanocarbon on Magnetic and Electrodynamical Properties of the Ferrite/Polymer Composites. *Nanomaterials*. 12, 868.
4. Lozitsky O. V., Vovchenko L. L., Matzui L. Y., Oliynyk V. V., Zagorodnii V. V. (2020) Microwave Properties of Epoxy Composites with Mixed Filler Carbon Nanotubes / BaTiO₃. *Applied Nanoscience*. 10, 2759–2767.
5. Mohammed J. R., Salman M., Jubier N. J., Salim A. A. (2021) Improved Gamma Radiation Shielding Traits of Epoxy Composites: Evaluation of Mass Attenuation Coefficient, Effective Atomic and Electron Number. *Radiation Physics and Chemistry*. 179, 109183.
6. Tishkevich D. I., Zubar T. I., Zhaludkevich A. L., Razanau I. U., Vershinina T. N., Bondaruk A. A., Zheleznova E. K., Dong M., Hanfi M. Y., Sayyed M. I., Silibin M. V., Trukhanov S. V., Trukhanov A. V. (2022) Isostatic Hot Pressed W–Cu Composites with Nanosized Grain Boundaries: Microstructure, Structure and Radiation Shielding Efficiency against Gamma Rays. *Nanomaterials*. 12, 1642.
7. Verdipoor K., Alemi A., Mesbahi A. (2018) Photon Mass Attenuation Coefficients of a Silicon Resin Loaded with WO₃, PbO, and Bi₂O₃ Micro and Nano-Particles for Radiation Shielding. *Radiation Physics and Chemistry*. 147, 85–90.
8. Crawley A. F. (1974) Densities of Liquid Metals and Alloys. *International Metallurgical Reviews*. 19 (1), 32–48.

Вклад авторов

Авторы внесли равный вклад в написание статьи.

Authors' contribution

The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Роткович А. А., асп., мл. науч. сотр. лаборатории физики магнитных пленок Государственного научно-производственного объединения «Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению» (НПЦ НАН Беларуси по материаловедению)

Тишкевич Д. И., канд. физ.-мат. наук, доц., ст. науч. сотр. лаборатории физики магнитных пленок НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Герман С. А., лаб. лаборатории физики магнитных пленок НПЦ НАН Беларуси по материаловедению, студент Белорусского национального технического университета

Бондарук А. А., асп., мл. науч. сотр. лаборатории физики магнитных пленок НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Information about the authors

Rotkovich A. A., Postgraduate, Junior Researcher at the Laboratory of Physics of Magnetic Films of State Research and Production Association “Scientific and Practical Center of the National Academy of Sciences of Belarus for Materials Science” (SPC of the NAS of Belarus for Materials Science)

Tishkevich D. I., Cand. of Sci., Associate Professor, Senior Researcher at the Laboratory of Physics of Magnetic Films of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

German S. A., Laboratory Assistant at the Laboratory of Physics of Magnetic Films of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science, Student at the Belarusian National Technical University

Bondaruk A. A., Postgraduate, Junior Researcher at the Laboratory of Physics of Magnetic Films of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

Леончик С. В., канд. физ.-мат. наук, зав. лаб. тугоплавкой керамики и наноматериалов НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Дашкевич Е. С., науч. сотр. лаборатории физики магнитных пленок НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Федосюк В. М., чл.-корр., д-р физ.-мат. наук, проф., ген. дир. НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Труханов А. В., д-р физ.-мат. наук, акад.-секр. отделения химии и наук о Земле НАН Беларуси, вед. науч. сотр. лаборатории физики магнитных пленок НПЦ НАН Беларуси по материаловедению

Адрес для корреспонденции

220072, Республика Беларусь,
Минск, ул. П. Бровки, 19
Государственное научно-производственное
объединение «Научно-практический центр
Национальной академии наук Беларуси
по материаловедению»
Тел.: +375 17 367-00-26
E-mail: rottkovich@gmail.com
Роткович Анастасия Александровна

Leonchik S. V., Cand. of Sci., Head of the Laboratory of Refractory Ceramics and Nanomaterials of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

Dashkevich E. S., Researcher at the Laboratory of Physics of Magnetic Films of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

Fedosyuk V. M., Corr. Member, Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, General Director of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

Trukhanov A. V., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Academician-Secretary of the Department of Chemistry and Geosciences of the NAS of Belarus, Senior Researcher at the Laboratory of Magnetic Film Physics of SPC of the NAS of Belarus for Materials Science

Address for correspondence

220072, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 19
State Research and Production Association
“Scientific and Practical Center
of the National Academy
of Sciences of Belarus for Materials Science”
Tel.: +375 17 367-00-26
E-mail: rottkovich@gmail.com
Rotkovich Anastasia Alexandrovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-14-20>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.7.068.2:681.586.5

ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЙ ДАТЧИК ИДЕНТИФИКАЦИИ ЖИДКОСТЕЙ И ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОНЦЕНТРАЦИИ РАСТВОРОВ

А. О. ЗЕНЕВИЧ, Т. Г. КОВАЛЕНКО, Е. В. НОВИКОВ, С. В. ЖДАНОВИЧ

Белорусская государственная академия связи (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 14.06.2023

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

Аннотация. Исследована возможность использования различных типов одномодовых оптических волокон, массово выпускаемых промышленностью и широко применяемых в оптических кабелях и телекоммуникациях, для создания волоконно-оптических датчиков идентификации жидкостей и определения концентрации растворов. Для идентификации жидкостей, имеющих разные показатели преломления, и определения концентрации растворенных в воде веществ в качестве информационного параметра можно использовать величину пика рефлектограмм оптического волокна, находящегося на границе раздела сердцевины оптического волокна и окружающей среды. Значение информационного параметра зависит от показателя преломления жидкости, в которой находится торец оптического волокна. Параметры волоконно-оптических датчиков идентификации жидкостей и определения концентрации растворов исследованы методом оптической рефлектометрии в разных диапазонах длин волн оптического излучения при длительности зондирующих импульсов рефлектометра от 25 до 300 нс. Установлено, что волоконно-оптический датчик может работать на любой длине волны оптического излучения, соответствующей окнам прозрачности спектра оптических потерь волокна. Исследовано влияние длины оптического волокна между регистрирующим устройством и местом определения концентрации раствора жидкости с помощью волоконно-оптического датчика.

Ключевые слова: оптическое волокно, датчик, коэффициент отражения, показатель преломления, рефлектометр, концентрация раствора.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Волоконно-оптический датчик идентификации жидкостей и определения концентрации растворов / А. О. Зеневич [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 14–20. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-14-20>.

FIBER-OPTIC SENSOR FOR IDENTIFYING LIQUIDS AND DETERMINING SOLUTIONS CONCENTRATION

ANDREI O. ZENEVICH, TATIANA G. KOVALENKO, EVGENIY V. NOVIKOV,
SIARHEI V. ZHDANOVICH

Belarusian State Academy of Communications (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 14.06.2023

Abstract. Fiber-optic sensors for identifying liquids and determining the concentration of solutions have been studied with the possibility of using various types of single-mode optical fibers produced by industry and widely used in optical cables and telecommunications to create sensors for identifying liquids and determining the concentration of solutions. To identify liquids with different refractive indices and determine the concentration of sub-

stances dissolved in water, the peak value of the reflectograms of the optical fiber located at the interface between the optical fiber core and the environment can be used as an information parameter. The value of the information parameter depends on the refractive index of the liquid in which one end of the optical fiber is located. The parameters of fiber-optic sensors for identifying liquids and determining the concentration of solutions were studied by optical reflectometry in different wavelength ranges of optical radiation with a duration of reflectometer probe pulses from 25 to 300 ns. It has been established that the fiber-optic sensor can operate at any wavelength of optical radiation corresponding to the transparency windows of the optical loss spectrum of the optical fiber. The influence of the length of the optical fiber between the recording device and the place where the concentration of a liquid solution is determined using a fiber-optic sensor was studied. The possibility of creating a fiber-optic sensor for determining the concentration of the liquid solutions based on optical fibers has been demonstrated.

Keywords: optical fiber, sensor, reflection coefficient, refractive index, reflectometer, solution concentration.

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

For citation. Zenevich A. O., Kovalenko T. G., Novikov E. V., Zhdanovich S. V. (2023) Fiber-Optic Sensor for Identifying Liquids and Determining Solutions Concentration. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 14–20. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-14-20> (in Russian).

Введение

Датчики на основе оптоволокна химически нейтральны, устойчивы к различного рода химическим воздействиям и могут использоваться для контроля состояния объектов с легковоспламеняющимися и взрывоопасными жидкостями [1–3]. В связи с этим особый интерес представляет их применение в химической и пищевой промышленности для определения наличия и уровня жидкостей в производственных емкостях, а также для измерения концентрации растворов. В [4] показана возможность использования оптического волокна как основы датчиков для идентификации жидкостей и определения концентрации растворенных в воде веществ. Доказано, что в сочетании с методом оптической рефлектометрии оптоволокно может применяться для создания таких датчиков.

Для идентификации жидкостей, имеющих разные показатели преломления, а также определения концентрации растворенных в воде веществ в качестве информационного параметра можно использовать величину пика рефлектограммы оптического волокна, находящегося на границе раздела сердцевины оптического волокна и окружающей среды [4]. Величина информационного параметра зависит от показателя преломления жидкости, в которой находится торец оптоволокна.

В статье рассмотрена возможность использования различных типов оптоволокна, массово выпускаемого промышленностью и широко применяемого в оптических кабелях и телекоммуникациях, для создания датчиков идентификации жидкостей и определения концентрации растворов. Методом оптической рефлектометрии установлены параметры датчиков в диапазоне длин волн оптического излучения, используемого в таких волокнах.

Методика проведения эксперимента

В качестве объектов исследований рассматривались серийно выпускаемые одномодовые оптические волокна с параметрами, соответствующими рекомендациям МСЭ-Т G.652 и МСЭ-Т G.657. Такие волокна часто используются в оптических кабелях, что позволяет упростить сопряжение датчика на основе оптоволокна с кабелем, применяемым для передачи данных о его состоянии.

Исследования проводили с помощью метода оптической рефлектометрии. Экспериментальная установка состояла из рефлектометра, к которому подключалось оптическое волокно (катушка с оптоволокном). На одной из сторон катушки на оптоволокне с помощью прецизионного скальвателя оптического волокна формировался торец с ровной поверхностью, перпендикулярной оси оптоволокна. Качество скола контролировали с применением микроскопа. Использовали катушки с оптическим волокном разных типов и длины (до 4 км). Торец оптоволокна помещался в емкость с жидкостью. Измерения выполняли поверенными и калиброванными оптическими рефлектометрами МТР 6000 и FX 300 в соответствии с требованиями ГОСТ ISO/IEC 17025–2019. Эксперименты проводили при следующих параметрах: температура окружающей среды 20–25 °С, влажность до 70 %, атмосферное давление 975–1025 гПа. Измеряли четыре длины волн оптического излучения (1310, 1490, 1550 и 1625 нм), соответствующие окнам прозрачности спектра

оптических потерь оптоволокна. Длительность зондирующих импульсов рефлектометра находилась в диапазоне 3–300 нс.

Принцип работы экспериментальной установки заключался в том, что торец оптического волокна частично отражал излучение. Если изменялся показатель преломления оптического излучения среды, в которой находился торец оптоволокна, то изменялся и коэффициент отражения оптического излучения от границы раздела сред. Это приводило к изменению мощности отраженного оптического излучения, регистрируемого рефлектометром. Одной средой являлась сердцевина оптоволокна, другой – вещество, в которое погружался торец волокна. Для веществ, имеющих разные показатели преломления, наблюдались различные коэффициенты отражения оптического излучения от границы раздела сред. При попадании оптического излучения на границу раздела двух сред с различными показателями преломления только часть его выходила из оптического волокна, а часть отражалась обратно в него. Чем сильнее отличались показатели преломления сердцевины оптоволокна и вещества, в которое погружался торец волокна, тем больше был коэффициент отражения [5] и большая часть оптического излучения отражалась.

Для определения концентрации растворов и идентификации жидкостей, имеющих разные показатели преломления, в качестве информационного параметра использовали величину пика рефлектограммы оптического волокна, находящегося на границе раздела сердцевины оптоволокна и окружающей среды [4]. Величина этого параметра зависит от показателя преломления жидкости, в которой находится торец оптического волокна. Методика определения информационного параметра представлена на рис. 1, где приведены участки рефлектограмм в области торца оптоволокна G.652, помещенного в воду, в изопропиловый спирт и глицерин. Рефлектограммы получали на длине волны оптического излучения 1310 нм. На каждой рефлектограмме пик соответствует отражению излучения от торца оптоволокна при длине оптического волокна $L = 1,48$ км. Величину пика рефлектограммы оптоволокна (информационного параметра) f в месте границы раздела сердцевины оптического волокна и окружающей среды определяли по формуле

$$f = a_p - a_e, \quad (1)$$

где a_p , a_e – значение ослабления по шкале рефлектометра в точке максимума пика и перед пиком рефлектограммы, дБ.

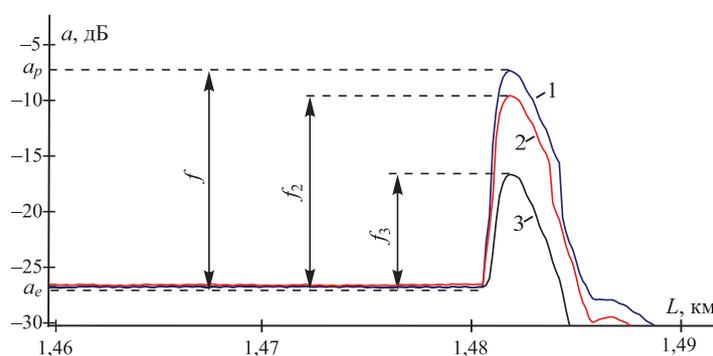


Рис. 1. Фрагменты рефлектограмм в торце оптического волокна, находящегося в:

1 – воде; 2 – изопропиловом спирте; 3 – глицерине;

f, f_2, f_3 – пики рефлектограмм для воды, изопропилового спирта и глицерина соответственно

Fig. 1. Fragments of reflectograms at the end of an optical fiber located in: 1 – water; 2 – isopropyl alcohol; 3 – glycerol; f, f_2, f_3 – reflectogram peaks for water, isopropyl alcohol and glycerol, respectively

Согласно рис. 1, величина пика рефлектограммы для каждой среды имеет свое значение – f, f_2 или f_3 , причем $f > f_2 > f_3$. Таким образом, по величине пика рефлектограммы можно определить, в какой из этих жидких сред находится торец оптического волокна.

Результаты исследований и их обсуждение

Величину пика рефлектограммы определяли при помещении торца оптоволокна в различные жидкие среды – в воду, изопропиловый спирт, глицерин, подсолнечное масло. Для использованных в эксперименте оптических волокон G.652 и G.657 получены результаты зависимостей

величины пика рефлектограммы во всем исследуемом диапазоне длин волн оптического излучения (1310–1625 нм) при длительностях зондирующих импульсов рефлектометра 3, 5, 10, 25, 100, 200 и 300 нс. На рис. 2, *a* приведены результаты для оптического волокна G.652, где штриховой линией показаны зависимости величины пика рефлектограммы от длины волны оптического излучения, полученные с помощью рефлектометра FX 300, а сплошной линией – зависимости величины пика рефлектограммы, полученные на рефлектометре МТР 6000. Рис. 2, *b* демонстрирует зависимость величины пика рефлектограммы от длительности зондирующего импульса рефлектометра при помещении торца оптоволокна G.652 в различные жидкости.

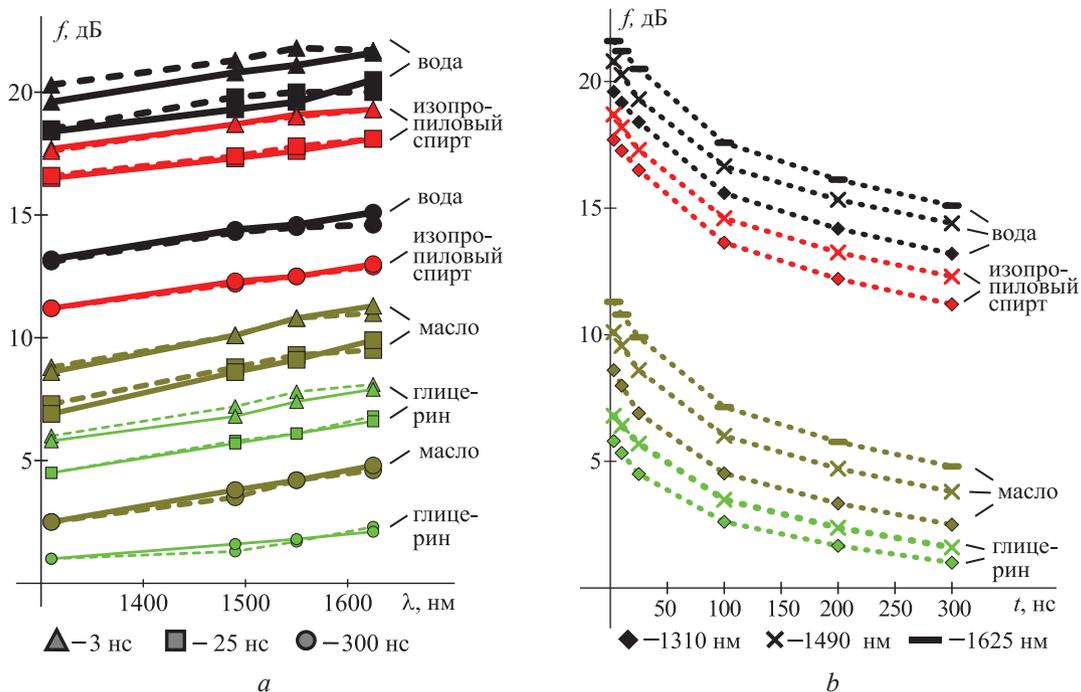


Рис. 2. Зависимости величины пика рефлектограммы от: *a* – длины волны оптического излучения; *b* – длительности зондирующего импульса рефлектометра

Fig. 2. Dependences of the reflectogram peak value of the reflection signal on the: *a* – wavelength of optical radiation; *b* – reflectometer pulse duration

Полученные с помощью двух рефлектометров зависимости величины пика рефлектограммы практически совпадают (рис. 2), что подтверждает возможность использования метода рефлектометрии для определения концентрации растворов и идентификации жидкостей по величине пика рефлектограммы, являющегося информационным параметром. Представленные на рис. 2 результаты демонстрируют, что исследуемый датчик на основе оптического волокна позволяет по величине пика рефлектограммы определить, в какой из жидких сред находится торец оптоволокна при различных длинах волн оптического излучения (рис. 2, *a*) и длительностях зондирующих импульсов рефлектометра (рис. 2, *b*).

Согласно рис. 2, при увеличении длины волны оптического излучения регистрируется большая величина пика рефлектограммы и, соответственно, мощность отраженного оптического излучения от торца оптоволокна, находящегося в жидкой среде. Это свидетельствует об увеличении коэффициента отражения [5] и разности между показателями преломления жидкости и оптоволокна G.652 при увеличении длины волны. Для оптических волокон G.652 и G.657 показатель преломления больше при большей длине волны, для жидкостей он уменьшается при увеличении длины волны в исследуемом диапазоне (например, для воды при длине волны от 0,5 до 1,3 мкм показатель преломления изменяется от 1,336 до 1,321) [6, 7].

Наибольшая величина пика рефлектограммы наблюдается при минимальной длительности зондирующего импульса рефлектометра 3 нс (рис. 2, *a*), а при увеличении длительности величина пика рефлектограммы уменьшается. Значение последней зависит от мощности оптического излучения, направляемого рефлектометром в оптоволокно. При меньших длительностях зондирующих импульсов в рефлектометрах используются зондирующие импульсы с большей

пиковой мощностью, а при больших длительностях импульса мощность необходимо уменьшать, чтобы исключить перегрев лазера. Для длительностей зондирующих импульсов рефлектометра менее 25 нс наблюдается нестабильность отображения на рефлектограмме величины пика. Определено, что оптимальным для использования является диапазон зондирующих импульсов от 25 до 300 нс (рис. 2, *b*).

Поскольку рефлектометр показывает относительные уровни ослабления в децибелах, для каждой длины волны и каждой длительности зондирующего импульса зависимость информационного параметра пропорциональна коэффициенту отражения на границе оптического волокна и среды, в которой находится торец волокна. Это подтверждается экспериментальными результатами, представленными на рис. 2, где зависимости смещены по оси ординат (информационный параметр, соответствующий пику рефлектограммы) на величину, определяемую коэффициентом отражения и параметрами оптического излучения.

Возможность измерения концентрации растворов различных веществ с помощью волоконно-оптического датчика продемонстрируем на примере измерения концентрации раствора сахара (рис. 3). На рис. 3 изображены зависимости величины пика рефлектограммы от концентрации водного раствора сахара для оптического волокна G.652.

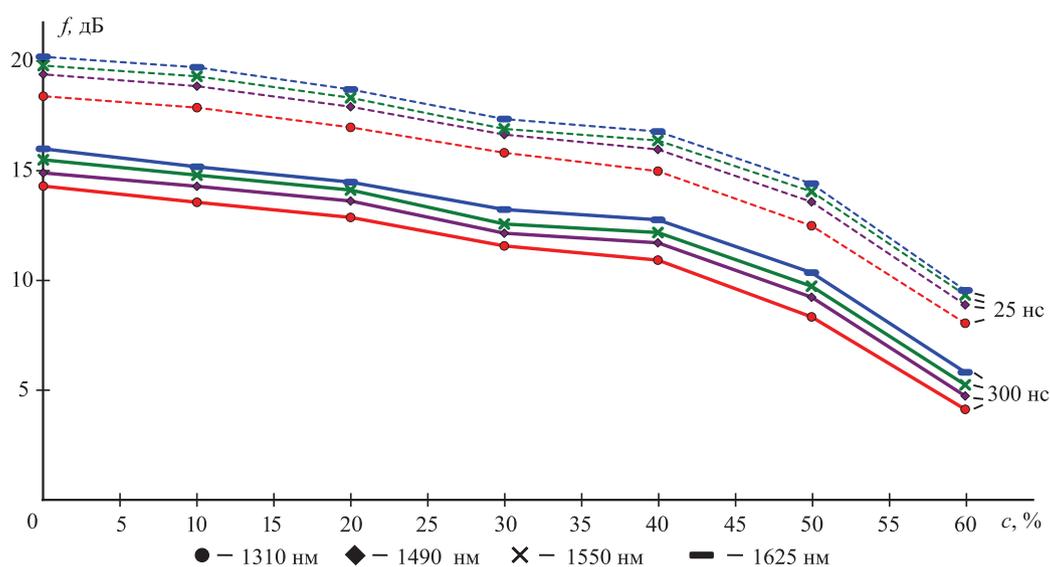


Рис. 3. Зависимость величины пика рефлектограммы от концентрации водного раствора сахара для оптического волокна G.652

Fig. 3. Dependence of the peak value of the reflectogram on the concentration of an aqueous sugar solution for optical fiber G.652

На рис. 3 представлены результаты исследования, проведенного на четырех длинах волн оптического излучения при длительностях зондирующих импульсов рефлектометра 25 и 300 нс. Каждой величине концентрации c водного раствора сахара соответствует определенное значение пика рефлектограммы, что позволяет создать волоконно-оптический датчик для определения концентрации различных растворов. Характер зависимостей при разных длинах волн оптического излучения показывает, что волоконно-оптический датчик может работать на любой длине волны оптического излучения, соответствующей окнам прозрачности спектра оптических потерь оптоволокна.

Исследовали влияние длины оптического волокна между регистрирующим устройством и торцом оптоволокна на характеристики датчика концентрации растворов жидкостей при разной концентрации сахара в них. Использовали оптические волокна G.652 и G.657A длиной 1,48 и 3,18 км соответственно. Результаты экспериментов, проведенных на длине волны 1625 нм, представлены на рис. 4. Характер зависимостей для длин волокон 1,48 и 3,18 км одинаков в диапазоне длительности зондирующих импульсов рефлектометра 3–300 нс. Различия наблюдаются только для величины пика рефлектограммы при разных концентрациях раствора сахара.

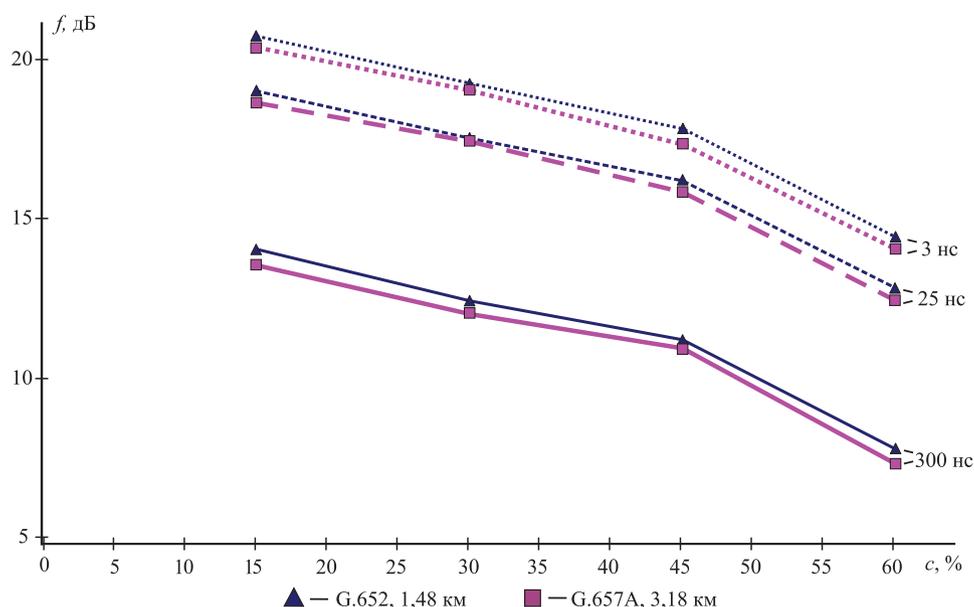


Рис. 4. Зависимость величины пика рефлектограммы от концентрации водного раствора сахара для оптических волокон G.652 и G.657A

Fig. 4. Dependence of the reflectogram peak value on the concentration of an aqueous sugar solution for optical fibers G.652 and G.657A

Графики величины пика рефлектограммы для оптоволокна G.657A расположены ниже графиков для G.652, значит, регистрируется отраженное оптическое излучение меньшей мощности. Это обусловлено большей величиной показателя преломления оптоволокна G.657A, чем G.652. Соответственно, при использовании оптического волокна G.657A коэффициент отражения на границе раздела двух сред будет меньше [5, 7]. Полученные результаты для G.652 и G.657A показывают возможность применения оптических волокон различных типов для создания волоконно-оптического датчика определения концентрации растворов жидкостей. Используя представленные на рис. 3, 4 зависимости величины пика рефлектограммы от концентрации водного раствора сахара, можно провести калибровку волоконно-оптического датчика определения концентрации водных растворов как для сахара, так и для других жидкостей.

Заключение

1. Методом оптической рефлектометрии установлены параметры волоконно-оптических датчиков идентификации жидкостей и определения концентрации растворов в диапазоне длин волн оптического излучения 1310–1625 нм. Найден оптимальный диапазон длительности зондирующих импульсов в пределах 25–300 нс. Установлено, что волоконно-оптический датчик может работать на любой длине волны оптического излучения, соответствующей окнам прозрачности спектра оптических потерь оптоволокна.

2. Исследовано влияние длины оптического волокна между регистрирующим устройством и местом определения концентрации раствора жидкости с помощью волоконно-оптического датчика. Установлена возможность размещения датчика на расстоянии более 3 км (длина оптоволокна). При этом информация с датчика поступает в место регистрации по этому же оптическому волокну, а в месте размещения датчика не требуется наличия электронных устройств, элементов питания и механических приспособлений.

3. Показана возможность создания волоконно-оптического датчика определения концентрации растворов жидкостей на основе оптических волокон различных типов (G.652 и G.657A), массово выпускаемых промышленностью и широко применяемых в оптических кабелях и телекоммуникациях.

Список литературы

1. Волоконно-оптические датчики. Вводный курс для инженеров и научных работников / Под ред. Э. Удда. М.: Техносфера, 2008. 520 с.

2. Волоконно-оптические датчики / Т. Окоси [и др.], пер. с япон. Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-е, 1991. 256 с.
3. Вяльшев, А. И. Волоконно-оптические датчики для контроля параметров состояния объектов и окружающей среды в задачах мониторинга / А. И. Вяльшев [и др.] // Природообустройство. 2014. № 3. С. 32–37.
4. Оптическое волокно как основа для создания датчиков идентификации жидкостей и определения концентрации растворов / А. О. Зеневич [и др.] // Известия высших учебных заведений. Приборостроение. 2022. Т. 65, № 12. С. 895–901. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-12-895-901.
5. Шредер, Г. Техническая оптика / Г. Шредер, Х. Трайбер; пер. с нем. М.: Техносфера, 2002. 424 с.
6. Ахманов, С. А. Оптика фемтосекундных лазерных импульсов / С. А. Ахманов, В. А. Выслоух, А. С. Чиркин. М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1988. 312 с.
7. Оптика и связь. Оптическая передача и обработка информации / А. Козанне [и др.]; пер. с фр. М.: Мир, 1984. 504 с.

References

1. Udd E. (ed.) (2008) *Fiber-Optic Sensors. Introductory Course for Engineers and Scientists*. Moscow, Technosphere Publ. 520 (in Russian).
2. Okosi T., Okamoto K., Otsu M., Nishihara H., Kyuma K., Hatate K. (1991) *Fiber-Optic Sensors, Transl.* Leningrad, Energoatomizdat, Leningrad Branch Publ. 256 (in Russian).
3. Vyalyshv A. I., Dobrov V. M., Dolgov A. A., Butov O. V., Pleshkov A. Yu. (2014) Fiber-Optic Sensors for Monitoring the Parameters of the State of Objects and the Environment in Monitoring Tasks. *Environmental Management*. (3), 32–37 (in Russian).
4. Zenevich A. O., Mansurov T. M., Kovalenko T. G., Novikov E. V., Zhdanovich S. V., Matkovskaia T. A. (2022) Optical Fiber as a Basis for Creating Sensors for Identifying Liquids and Determining the Concentration of Solutions. *Journal of Instrument Engineering*. 65 (12), 895–901. DOI: 10.17586/0021-3454-2022-65-12-895-901 (in Russian).
5. Schroder G., Treiber H. (2002) *Technische Optik*. Moscow, Technosphere Publ. 424 (in Russian).
6. Akhmanov S. A., Vysloukh V. A., Chirkin A. S. (1988) *Optics of Femtosecond Laser Pulses*. Moscow, Science. Main Editorial Office of Physical and Mathematical Literature Publ. 312 (in Russian).
7. Cozannet A., Fleuret J., Maitre H., Rousseau M. (1984) *Optics and Communications. Optical Transmission and Information Processing*. Moscow, Mir Publ. 504 (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

Зеневич А. О., д-р техн. наук, проф., ректор Белорусской государственной академии связи

Коваленко Т. Г., асп. Белорусской государственной академии связи

Новиков Е. В., канд. техн. наук, доц., дир. Института современных технологий связи Белорусской государственной академии связи

Жданович С. В., канд. техн. наук, доц., зав. отраслевой лабораторией перспективных информационно-коммуникационных технологий Белорусской государственной академии связи

Адрес для корреспонденции

220076, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Франциска Скорины, 8/2
Белорусская государственная академия связи
Тел.: +375 29 351-23-45
E-mail: zsvzsv@tut.by
Жданович Сергей Вячеславович

Information about the authors

Zenevich A. O., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Rector of Belarusian State Academy of Communications

Kovalenko T. G., Postgraduate at the Belarusian State Academy of Communications

Novikov E. V., Cand. of Sci., Associate Professor, Director of the Institute of Modern Communication Technologies of the Belarusian State Academy of Communications

Zhdanovich S. V., Cand. of Sci., Associate Professor, Head of the Industry Laboratory of Perspective Information and Communication Technologies of the Belarusian State Academy of Communications

Address for correspondence

220076, Republic of Belarus,
Minsk, Francisk Skorina St., 8/2
Belarusian State Academy of Communications
Tel.: +375 29 351-23-45
E-mail: zsvzsv@tut.by
Zhdanovich Siarhei Viacheslavovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-21-28>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.357.74-022.532:669.056.91

ФОРМИРОВАНИЕ ТРУБЧАТЫХ ОКСИДОВ АЛЮМИНИЯ ЛОКАЛЬНЫМ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКИМ АНОДИРОВАНИЕМ В ОРГАНИЧЕСКИХ ЭЛЕКТРОЛИТАХ И ИХ АНТИОТРАЖАЮЩИЕ СВОЙСТВА

С. К. ЛАЗАРУК¹, В. В. ДУДИЧ¹, Т. И. ОРЕХОВСКАЯ¹, Д. А. САСИНОВИЧ¹,
Л. П. ТОМАШЕВИЧ¹, А. А. УСТИМЕНКО², А. А. ПОВЖИК², Н. А. КАЛАНДА³,
Д. А. СИМОНЕНКО¹, С. М. ИВАНЮТА¹

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

²ОАО «Минский НИИ радиоматериалов» (г. Минск, Республика Беларусь)

³Научно-практический центр Национальной академии наук Беларуси по материаловедению
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 20.09.2023

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

Аннотация. Выполнены исследования по формированию трубчатых оксидов алюминия локальным электрохимическим анодированием в водных растворах органических кислот, таких как муравьиная, лимонная, винная, яблочная и др. Формируемые подобным образом самоупорядоченные наноструктуры могут быть использованы при изготовлении различных оптических устройств. Трубчатые оксиды алюминия, сформированные локальным электрохимическим анодированием в органических кислотах, имеют высокую концентрацию анионных комплексов, содержащих более 10 ат.% атомов углерода. Исследования спектров отражения показали эффективные антиотражающие свойства пленок с коэффициентом зеркального отражения 0,7–1,4 %.

Ключевые слова: электрохимическое анодирование, оксид алюминия, органические кислоты, антиотражающие свойства.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Работа выполнена при финансовой поддержке проектов Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований от 3 ноября 2021 года № Ф22КИ-050 и от 1 февраля 2022 года № T22В-002.

Для цитирования. Формирование трубчатых оксидов алюминия локальным электрохимическим анодированием в органических электролитах и их антиотражающие свойства / С. К. Лазарук [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 21–28. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-21-28>.

FORMATION OF TUBULAR ALUMINUM OXIDES BY LOCAL ELECTROCHEMICAL ANODIZATION IN ORGANIC ELECTROLYTES AND THEIR ANTI-REFLECTION PROPERTIES

SERGUEI K. LAZAROUK¹, VLADISLAV V. DUDICH¹, TAISIA I. OREKHOVSKAYA¹,
DMITRY A. SASINOVYCH¹, LEONID P. TOMASHEVICH¹, ALESYA A. USTIMENKO²,
ALEXANDER A. POVZHNIK², NIKOLAY A. KALANDA³,
DARIA A. SYMONENKO¹, SERGEY M. IVANYUTA¹

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

²OJSC “Minsk Research Institute of Radiomaterials” (Minsk, Republic of Belarus)

³Scientific and Practical Center of the National Academy of Sciences of Belarus for Materials Science
(Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 20.09.2023

Abstract. Research has been carried out on the formation of tubular aluminum oxides by local electrochemical anodization in aqueous solutions of organic acids such as formic, citric, tartaric, malic and others. Self-ordered nanostructures formed this way can be used in the manufacture of various optical devices. Tubular aluminum oxides formed by local electrochemical anodization in organic acids have a high concentration of anionic complexes containing carbon atoms over 10 at.%. Studies of reflection spectra showed effective anti-reflection properties of films with a specular reflection coefficient of 0.7–1.4 %.

Keywords: electrochemical anodizing, aluminum oxide, organic acids, anti-reflective properties.

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

Gratitude. The work was sponsored by the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research dated November 3, 2021 No F22KI-050 and dated February 1, 2022 No T22V-002.

For citation. Lazarouk S. K., Dudich V. V., Orekhovskaya T. I., Sasinovych D. A., Tomashevich L. P., Ustimenko A. A., Povzhnik A. A., Kalanda N. A., Symonenko D. A., Ivanyuta S. M. (2023) Formation of Tubular Aluminum Oxides by Local Electrochemical Anodization in Organic Electrolytes and Their Anti-Reflection Properties. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 21–28. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-21-28> (in Russian).

Введение

Наноструктурированный пористый оксид алюминия активно исследуется благодаря его самоупорядоченной гексагональной структуре [1], что делает возможным использование этого оксида при темплатном синтезе [2, 3]. Кроме того, он находит применение в качестве диэлектрического слоя при изготовлении различных полупроводниковых приборов [4–7].

Формируемая электрохимическим анодированием наноструктура может состоять как из гексагональных ячеек типа пчелиных сот, так и из гексагональных трубок. Последние представляют интерес благодаря высокому уровню самоупорядочивания [8] и другим уникальным параметрам, к которым можно отнести низкую пористость и высокий уровень легирования анионными комплексами из электролита [9, 10]. В частности, трубчатые оксиды алюминия, сформированные в органических электролитах, имеют высокую степень легирования атомами углерода, что может быть использовано при формировании антиотражающих покрытий на алюминиевой поверхности [11, 12].

В статье проведено исследование антиотражающих свойств трубчатых оксидов алюминия, сформированных в различных органических электролитах. Выполнено сравнение этих свойств в исследуемых структурах и структурах на основе традиционного пористого оксида алюминия с заполнением пор металлами, обеспечивающими антиотражающий эффект.

Проведение эксперимента

В качестве исходных материалов для экспериментальных образцов использовали алюминиевую фольгу толщиной 100 мкм и алюминиевую проволоку диаметром 2,5 мм и менее. Локальное пористое анодирование алюминиевой фольги проводили в специальных электрохимических ячейках, позволяющих обрабатывать алюминиевую поверхность площадью 0,2 см², что соответ-

ствовало областям круглой формы диаметром 0,5 см. Именно при анодировании алюминиевой поверхности размерами хотя бы в одном направлении менее 0,5 см достигается требуемый эффект увеличения доли конвективной составляющей теплоотода, что позволяет предотвращать нежелательные эффекты тепловых пробоев и горения формируемых пленок [9, 10]. Локализация электрохимического анодирования может быть проведена и без использования специальной ячейки. В частности, электрохимическое анодирование алюминиевой проволоки диаметром 2,5 мм обеспечивает преимущества локального процесса за счет увеличенного конвекционного теплоотода [9].

Пористое электрохимическое анодирование алюминия проводили в электролитах на основе водных растворов различных органических кислот (муравьиной, щавелевой, малоновой, яблочной, винной, лимонной, янтарной) в комбинированном режиме. Первая стадия выполнялась в потенциодинамическом режиме с разверткой анодного напряжения со скоростью 1 В/с до заданного значения, после чего процесс проводили в потенциостатическом режиме. Время анодного процесса выбирали так, чтобы толщина формируемой пленки находилась в диапазоне 10–20 мкм.

Для сравнения структуры и свойств пленок пористого оксида алюминия, полученных локальным анодированием и анодированием на большой площади, часть пленок формировали на алюминиевой поверхности без локализации зоны анодирования. В частности, площадь анодной обработки составляла примерно 1 см². Пористый оксид алюминия в этом случае формировали в 10%-ном водном растворе щавелевой кислоты при плотности анодного тока 20 мА/см². Время анодирования выбирали в зависимости от требуемой толщины оксида (от 30 мин до 1 ч). Для увеличения антиотражающего эффекта пленки пористого оксида алюминия обрабатывали при отрицательном смещении в 5%-ном водном растворе сернокислого кобальта в течение 15 мин, что позволяло осадить металлический кобальт внутри пор.

Структуру и состав формируемых пленок изучали при помощи растровой электронной микроскопии и рентгеноспектрального анализа. Исследования спектров отражения видимого диапазона проводили с применением спектрофотометра МС 121. В качестве базы для измерения относительных спектров отражения использовали спектр отражения контрольного зеркала ИСШТ 3.910.001, входящего в комплект спектрофотометра.

Результаты исследований и их обсуждение

Известно, что трубчатый анодный оксид алюминия формируется в тех же электролитах, что и ячеистый оксид (оксид с гексагональными ячейками типа пчелиных сот), но при более высоких значениях плотностей анодного тока и напряжения формовки. Ранее в [13] были определены электрические режимы, обеспечивающие переход от ячеистой структуры пористого оксида к трубчатой для основных электролитов, используемых для пористого анодирования алюминия. В настоящей статье рассмотрены органические электролиты (табл. 1), данные по которым в научно-технической литературе отсутствуют. Так, показатели по трубчатым оксидам, сформированным в электролитах на основе водных растворов муравьиной и янтарной кислот, приводятся впервые.

Таблица 1. Условия локального электрохимического анодирования, обеспечивающие формирование трубчатого оксида алюминия

Table 1. Conditions for local electrochemical anodization, ensuring the formation of tubular aluminum oxide

Органическая кислота в водном электролите / Organic acid in aqueous electrolyte	Состав электролита / Electrolyte composition	Напряжение формовки, В / Forming voltage, V	Плотность анодного тока, мА/см ² / Anodic current density, mA/cm ²
Муравьиная (СН ₂ О ₂)	10 М	>17	>10
Щавелевая (С ₂ Н ₂ О ₄)	0,5 М	>200	>100
Малоновая (С ₃ Н ₄ О ₄)	0,5 М	>200	>200
Яблочная (С ₄ Н ₆ О ₅)	0,5 М	>250	>150
Винная (С ₄ Н ₆ О ₆)	1 М	>300	>200
Лимонная (С ₆ Н ₈ О ₇)	1 М	>400	>200
Янтарная (С ₄ Н ₆ О ₄)	0,5 М	>450	>150

Особо следует отметить, что данные табл. 1 соответствуют процессу локального электрохимического анодирования алюминия, при котором характерный размер обрабатываемой поверхности не превышает 1 мм, что обеспечивает эффективный теплоотвод выделяемого при анодировании тепла за счет увеличения конвективной теплоотдачи. Именно увеличение конвективного теплового потока предупреждает нежелательный перегрев обрабатываемой поверхности, что, в конечном итоге, предотвращает процесс тепловых пробоев и неконтролируемого травления формируемых структур [14].

Отдельно следует остановиться на режимах формирования трубчатого оксида алюминия в электролитах на основе водных растворов муравьиной кислоты. Прежде всего отметим, что еще в 1977 г. было заявлено, что анодный оксид в водных растворах муравьиной кислоты сформировать невозможно из-за интенсивного травления алюминия, аналогично травлению алюминия в электролитах, содержащих ионы хлора [15]. Позднее сообщалось о формировании тонкого слоя пористого оксида алюминия (0,2–0,3 мкм) при малых плотностях анодного тока (менее 0,1 мА/см²), низких температурах электролита и длительном времени анодного процесса (более 20 ч) [16].

Условия протекания электрохимического анодирования алюминия в водных растворах муравьиной кислоты резко изменяются при локализованном процессе за счет увеличения конвективного теплоотвода, что позволяет надежно предотвратить процесс травления алюминия и формировать пористый оксид алюминия толщиной более 1 мкм. При этом, как было установлено во время исследований, при использовании напряжения формовки более 17 В формируемый оксид имеет трубчатую форму, что является рекордно низким значением для органических электролитов, в которых были получены пленки анодного оксида алюминия трубчатой формы.

Также особо следует остановиться на электролитах на основе водных растворов янтарной кислоты. В процессе исследований было обнаружено, что пористый оксид алюминия трубчатой формы образуется в таких электролитах только при локальном анодировании при напряжениях формовки более 450 В и плотностях анодного тока более 150 мА/см². Отметим, что анодный оксид алюминия трубчатой формы в электролитах на основе муравьиной и янтарной кислот получен впервые.

На рис. 1 представлены микрофотографии, полученные методом растровой электронной микроскопии (РЭМ) трубчатых оксидов алюминия, сформированных в электролитах на основе водных растворов муравьиной и янтарной кислот. Согласно рис. 1, разница структуры трубчатых и ячеистых оксидов заметна на фотографиях их поперечного сечения. В случае трубчатой структуры поперечное сечение проходит через границы гексагональных ячеек, а в традиционных ячеистых структурах – через центры ячеек, т. е. через поры. Диаметр трубок в оксидах, сформированных в муравьиновокислых электролитах, находился в диапазоне 40–60 нм (рис. 1, *a*), а диаметр трубчатых оксидов, сформированных в водных электролитах на основе янтарной кислоты, – в диапазоне 700–1100 нм (рис. 1, *b*).

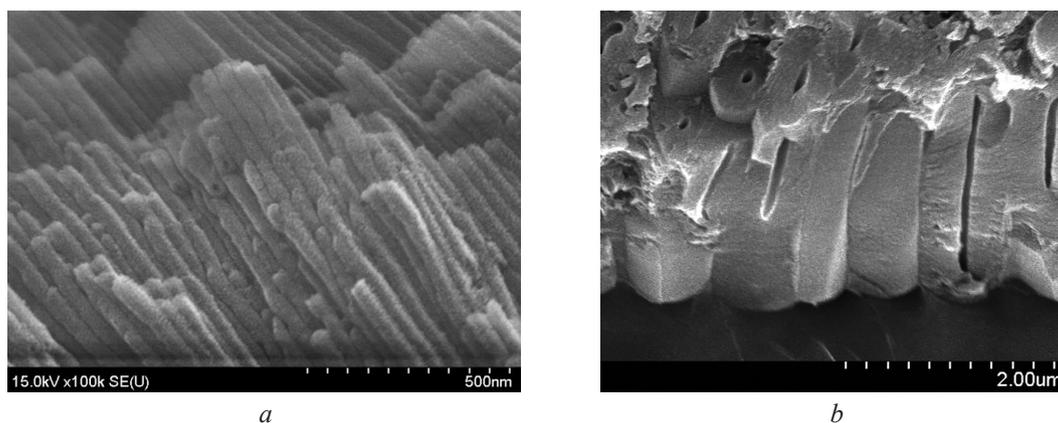


Рис. 1. РЭМ-фотографии поперечного сечения трубчатых оксидов алюминия, сформированных электрохимическим анодированием в водных растворах органических кислот: *a* – муравьиной; *b* – янтарной

Fig. 1. SEM photographs of the cross section of tubular aluminum oxides formed by electrochemical anodization in aqueous solutions of organic acids: *a* – formic; *b* – succinic

Таким образом, локальное электрохимическое анодирование алюминия в органических электролитах за счет выбора режимов процесса позволяет формировать трубчатые оксиды с диаметром трубок от 40 до 1100 нм. Минимальные и максимальные значения диаметров для органических электролитов публикуются впервые.

Отличительной особенностью анодного оксида алюминия с трубчатой формой является высокое содержание примесей, в частности углерода, в виде анионных комплексов, встраиваемых в оксид во время анодного процесса. Именно атомы углерода обеспечивают поглощение света видимого диапазона в анодном оксиде алюминия и антиотражающие свойства формируемых оксидов. Результаты рентгеноспектрального (EDX) анализа трубчатых оксидов алюминия показали, что содержание в них атомов углерода превышает 10 ат.%, а в пленках трубчатого оксида алюминия, сформированных при высоких анодных напряжениях, например, в электролитах на основе янтарной кислоты, содержание атомов углерода составило 21 ат.%. Отметим, что содержание углерода в пористых оксидах алюминия с формой типа пчелиных сот не превышает 5 ат.%. Большое содержание углерода в трубчатых оксидах объясняется высоким анодным напряжением при электрохимическом процессе, что приводит к большим значениям напряженности электрического поля в барьерном слое во время роста оксида. Напряженность электрического поля в барьерном слое трубчатого оксида алюминия может достигать 10^{11} В/м, а в пористом оксиде с традиционной ячеистой формой не превышает 10^{10} В/м. Именно большие значения напряженности электрического поля во время роста трубчатого оксида определяют различия в механизме роста трубчатых и традиционных ячеистых пористых оксидов алюминия [10, 17], а также различия содержания примесных атомов, встраиваемых из электролита во время электрохимического процесса.

На рис. 2 представлены спектры отражения пленок пористого оксида алюминия с различной структурой. Линия 1 соответствует спектру отражения пленок пористого оксида алюминия с трубчатой структурой, сформированного в водном растворе янтарной кислоты, линия 2 – спектру отражения пленок трубчатого оксида алюминия, сформированного в водном растворе муравьиной кислоты, 3 – спектру отражения пленки пористого оксида алюминия, сформированного в водном растворе щавелевой кислоты, с ячеистой структурой, в поры которой осажден кобальт.

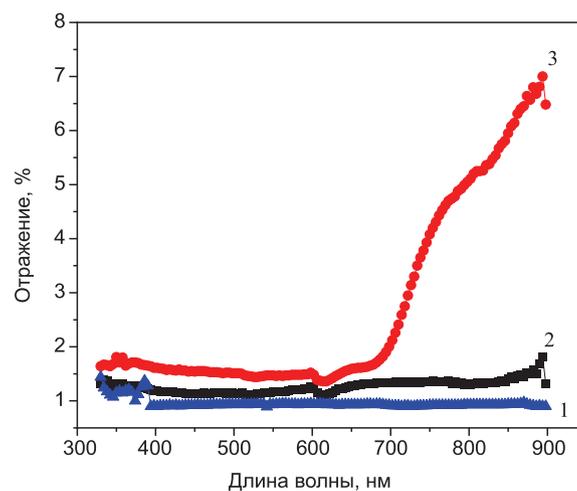


Рис. 2. Спектры отражения пленок оксида алюминия:

- 1, 2 – трубчатого, сформированного в водном растворе янтарной и муравьиной кислот соответственно;
3 – пористого, сформированного в водном растворе щавелевой кислоты с металлом внутри пор

Fig. 2. Reflection spectra of aluminum oxide films:

- 1, 2 – tubular, formed in an aqueous solution of succinic and formic acids, respectively;
3 – porous, formed in an aqueous solution of oxalic acid with metal inside the pores

Как видно из рис. 2, спектр отражения пористого оксида алюминия с трубчатой структурой демонстрирует высокие антиотражающие свойства, при которых уровень зеркального отражения в видимом диапазоне длин волн составляет 0,7–1,4 %, в то время как этот же показатель для пленок на основе пористого оксида алюминия с традиционной ячеистой структурой и осажденным металлом внутри пор составляет 1,5–5,0 % в зависимости от длины волны электромагнитного

излучения видимого диапазона. Значительная разница в величинах отраженного сигнала наблюдается в красной области видимого диапазона, где отраженный сигнал пористого оксида с ячеистой структурой составляет около 5,0 %, а для трубчатого оксида – 0,9–1,4 %. Также следует отметить, что уровень зеркального отражения от анодного оксида алюминия с ячеистой структурой без дополнительных обработок составил 10–20 % (на рис. 2 не показано).

Лучшие антиотражающие свойства анодного оксида алюминия с трубчатой структурой, по сравнению с пористым оксидом с ячеистой структурой, могут быть объяснены различием морфологии и состава исследуемых пленок. Как показано на рис. 3, трубчатая структура имеет большую площадь вертикальной внутренней поверхности, расположенной перпендикулярно поверхности оксидной пленки. Осаждение металла внутрь пор также способствует увеличению вертикальной внутренней отражающей поверхности, но не в той степени, как это имеет место в трубчатых оксидах. Кроме того, следует отметить, что ячейки трубчатого оксида в нижней части на границе оксид–алюминий имеют большее значение пикового центрального угла (до 90°), в то время как для пористого оксида пиковый центральный угол не более 40°–45° [10]. В результате этих структурных особенностей свет, проникающий в трубчатый оксид из-за многократного отражения от внутренних вертикальных поверхностей, преодолевает более длинный путь внутри трубчатого оксида, по сравнению с ячеистым пористым оксидом, как это схематично показано на рис. 3.

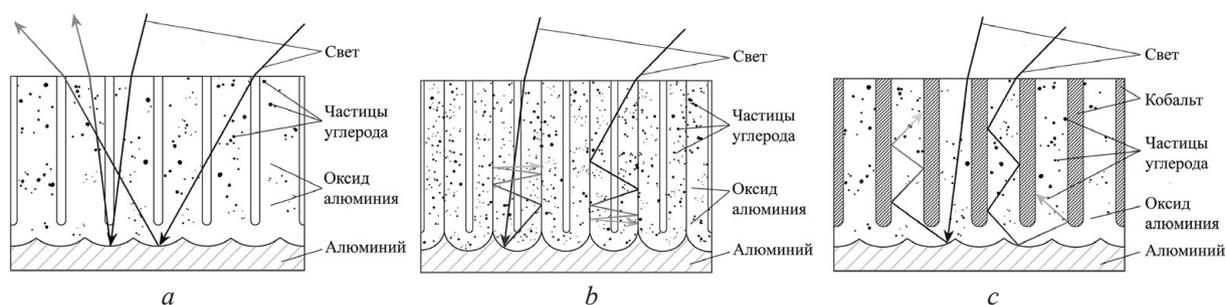


Рис. 3. Схематическое изображение распространения света в алюмооксидных пленках с различной морфологией: *a, b* – ячеистая и трубчатая структуры соответственно; *c* – ячеистая структура с осажденным кобальтом в порах

Fig. 3. Schematic representation of light propagation in aluminum oxide films with different morphologies: *a, b* – cellular and tubular structures, respectively; *c* – cellular structure with precipitated cobalt in the pores

Существенным фактором, определяющим эффективные антиотражающие свойства трубчатого оксида, является наличие примесных атомов углерода, доля которых может превышать 20 ат.%. Высокая атомная концентрация углерода символически изображена на рис. 3, *b*. Именно атомы углерода поглощают свет видимого диапазона, что, в конечном счете, обеспечивает антиотражающие свойства трубчатых оксидов алюминия, сформированных в органических электролитах при локальном анодировании.

Следует также отметить, что пленки трубчатого оксида алюминия, обладающие антиотражающими свойствами, могут быть сформированы локальным анодированием и без ограничения обрабатываемой площади. В частности, при менисковом анодировании локализация происходит за счет ограничения зоны анодирования менисковой областью, которая перемещается по поверхности образца. Поэтому при менисковом анодировании можно формировать трубчатый оксид алюминия на изделиях любой площади [18].

Закключение

1. Установлены граничные режимы для формирования локальным анодированием трубчатого оксида алюминия в электролитах на основе водных растворов органических кислот. Сформированные трубчатые структуры имеют высокую концентрацию анионных комплексов в виде примесных соединений углерода, атомарное содержание которого находилось в диапазоне 10–21 ат.%. Диаметр трубок в зависимости от режимов анодных процессов составлял от 40,0 нм до 1,1 мкм.

2. Спектры отражения сформированных трубчатых пленок показали эффективные антиотражающие свойства. Величина отраженного оптического сигнала в трубчатых структурах составляла 0,7–1,4 % в видимом диапазоне, что меньше, чем в аналогичных пленках на основе пористого оксида алюминия со структурой типа пчелиных сот.

3. Пленки трубчатого оксида, обладающие антиотражающими свойствами, могут быть использованы при изготовлении различных оптических устройств, в частности, при создании оптических межсоединений интегральных схем [19–23], систем спутникового зондирования поверхности Земли [24] и др.

Список литературы / References

1. Ruiz A. C., Caballero O. C., Marisol M. G. (2021) Revisiting Anodic Alumina Templates: from Fabrication to Applications. *Nanoscale*. 13, 2227–2265.
2. Anh Nguyen T. N., Fedotova J., Kasiuk J., Bayev V., Kupreeva O., Lazarouk S., Manh D. H., Vu D. L., Chung S., Akerman J., Altynov V., Maximenko A. (2018) Effect of Flattened Surface Morphology of Anodized Aluminum Oxide Templates on the Magnetic Properties of Nanoporous Co/Pt and Co/Pd Thin Multilayered Films. *Applied Surface Science*. 427, 649–655.
3. Lazarouk S., Muravski A., Sasinovich D., Chigrinov V., Kwok H. S. (2007) Porous and Pillar Structures Formed by Anodization for Vertical Alignment of Nematic Liquid Crystal. *Japanese Journal of Applied Physics*. 46 (10A), 6889–6892.
4. Lazarouk S., Bondarenko V., Pershukevich P., La Monica S., Maiello G. (1994) Visible Electroluminescence from Al-Porous Silicon Reverse Bias Diodes Formed on the Base of Degenerate *n*-Type Silicon. *MRS Online Proceedings Library Archive*. 358, 659–664.
5. Lazarouk S., Bondarenko V., La Monica S., Maello G., Masini G., Pershukevich P., Ferrari A. (1996) Electroluminescence from Aluminum-Porous Silicon Reverse Bias Schottky Diodes Formed on the Base of Highly Doped *n*-Type Polysilicon. *Thin Solid Films*. 276, 296–298.
6. Lazarouk S. K., Sasinovich D. A., Katsuba P. S., Labunov V. A., Leshok A. A., Borisenko V. E. (2007) Electroluminescence from Nanostructured Silicon Embedded in Anodic Alumina. *Semiconductors*. 41 (9), 1109–1112.
7. Lazarouk S., Katsouba S., Leshok A., Demianovich A., Stanovski V., Voitech S., Vysotski V., Ponomar V. (2000) Porous Alumina as Low- ϵ Insulator for Multilevel Metallization. *Microelectronic Engineering*. 50 (1–4), 321–327.
8. Chu S., Wada K., Inoue S., Isogai M., Yasumori A. (2005) Fabrication of Ideally Ordered Nanoporous Alumina Films and Integrated Alumina Nanotubule Arrays by High-Field Anodization. *Advanced Materials*. 17, 2115–2119.
9. Lazarouk S. K., Sasinovich D. A., Dudich V. V., Lazarouk A. S., Borisenko V. E. (2022) Formation of Alumina Nanotubes and Jet Effect During High-Voltage Local Anodization of Aluminum. *Advanced Engineering Materials*. 24.
10. Huang X., Sul W., Sun L., Liu J., Sasinovich D. A., Kupreeva O. V., Tsirkunov D. A., Rabatuev G. G., Lazarouk S. K. (2019) Effect of Anodic Voltage on Parameters of Porous Alumina Formed in Sulfuric Acid Electrolytes. *Materials Physics and Mechanics*. 41, 62–68.
11. Jagminas A., Kaciulis S., Klimas V., Reza A., Mickevicius S., Soltani P. (2016) Fabrication of Graphene-Alumina Heterostructured Films with Nanotube Morphology. *The Journal of Physical Chemistry*. 17, 9490–9497.
12. Jagminas A., Grinciene G., Selskisa A., Chernyakova K. (2019) Cleavage of Alumina Cells in Organic Acid Solutions During High Voltage Anodization. *Phys. Chem. Chem. Phys.* 21, 14941–14944.
13. Lazarouk S. K., Sasinovich D. A., Orekhovskaya T. L., Kupreeva O. V., Korotkevich A. V., Dudich V. V., Tomashevich L. P. (2022) Formation of Porous Aluminum Oxide with a Tubular Structure in Various Electrolytes. *Physicotechnical Institute of the National Academy of Sciences of Belarus*. 1, 163–172.
14. Lazarouk S. K. (2013) High Field Porous Anodization of Aluminium Films with a Photolithographic Mask. *Physics, Chemistry and Application of Nanostructures*. World Scientific Press. 355–358.
15. Tajima S. (1977) Luminescence, Breakdown and Colouring of Anodic Oxide Films on Aluminium. *Electrochimica Acta*. 22, 995–1011.
16. Pashchanka M., Schneider J. (2011) Origin of Self-Organisation in Porous Anodic Alumina Films Derived from Analogy with Rayleigh-Benard Convection Cells. *J. Mater. Chem.* 21, 18761.
17. Lazarouk S. K., Katsuba P. S., Leshok A. A., Vysotsky V. B. (2015) The Influence of Local Electric Field Strength on the Formation of an Ordered Structure of Porous Anodic Aluminum Oxide. *Journal of Technical Physics*. 65 (9), 86–90.
18. Lazarouk S. K., Sasinovich D. A., Borisenko V. E., Muravski A., Chigrinov V., Kwok H. S. (2010) Tubular Alumina Formed by Anodization in the Meniscal Region. *Journal of Applied Physics*. 107, 033527.
19. Lazarouk S., Jaguiro P., Borisenko V. (1998) Integrated Optoelectronic Unit Based on Porous Silicon. *Physica of Status Solidi (a)*. 165, 87–90.

20. Lazarouk S. K., Leshok A. A., Labunov V. A., Borisenko V. E. (2005) Efficiency of Avalanche Light-Emitting Diodes Based on Porous Silicon. *Semiconductors*. 39 (1), 136–138.
21. Jaguiro P., Katsuba P., Lazarouk S., Moore S., Smirnov A. (2009) Si-Based Optoelectronic Couple. *Physica E: Low-Dimensional Systems and Nanostructures*. 41, 1094–1096.
22. Lazarouk S. K., Leshok A. A., Kozlova T. A., Dolbik A. V., Vi L. D., Ilkov V. K. (2019) 3D Silicon Photonic Structures Based on Avalanche LED with Interconnections Through Optical Interposer. *International Journal of Nanoscience*. 18, 1940091.
23. Katsuba P., Jaguiro P., Lazarouk S., Smirnov A. (2009) Stable Electroluminescence of Nanostructured Silicon Embedded into Anodic Alumina. *Physica E: Low-dimensional Systems and Nanostructures*. 41, 931–934.
24. Lazarouk S. K., Sasinovich D. A., Granko S. V. (2021) Formation of Nanostructured Anti-Reflection Coatings on Titanium Elements of Optical Devices. *National Research Nuclear University "MEPhI"*. 127–128.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Лазарук С. К., д-р физ.-мат. наук, доц., зав. научно-исследовательской лабораторией «Интегрированные микро- и наносистемы» (НИЛ 4.6) НИЧ Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Дудич В. В., науч. сотр. НИЛ 4.6 НИЧ БГУИР

Ореховская Т. И., вед. инж.-технол. НИЛ 4.6 НИЧ БГУИР

Сасинович Д. А., науч. сотр. НИЛ 4.6 НИЧ БГУИР

Томашевич Л. П., инж.-электрон. НИЛ 4.6 НИЧ БГУИР

Устименко А. А., инж.-технол. 2-й кат. ОАО «Минский НИИ радиоматериалов»

Повжик А. А., нач. сектора СП-110 ОАО «Минский НИИ радиоматериалов»

Каланда Н. А., д-р физ.-мат. наук, вед. науч. сотр. Научно-практического центра Национальной академии наук Беларуси по материаловедению

Симоненко Д. А., студ. БГУИР

Иванюта С. М., студ. БГУИР

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники
Тел.: +375 17 293-88-69
E-mail: serg@nano.bsuir.edu.by
Лазарук Сергей Константинович

Information about the authors

Lazarouk S. K., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Associate Professor, Head of the Research Laboratory "Integrated Micro- and Nanosystems" 4.6 (RL 4.6) of R&D Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (BSUIR)

Dudich V. V., Researcher of RL 4.6 of R&D Department of the BSUIR

Orekhovskaya T. I., Leading Technologist of the RL 4.6 of R&D Department of the BSUIR

Sasinovich D. A., Researcher of the RL 4.6 of R&D Department of the BSUIR

Tomashevich L. P., Electronics Engineer at the RL 4.6 of R&D Department of the BSUIR

Ustimenko A. A., Engineer Technologist of the 2nd Category at OJSC "Minsk Research Institute of Radiomaterials"

Povzhik A. A., Head of Sector SP-110 at OJSC "Minsk Research Institute of Radiomaterials"

Kalanda N. A., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Leading Researcher at the Scientific and Practical Center of the National Academy of Sciences of Belarus for Materials Science

Symonenko D. A., Student at the BSUIR

Ivanyuta S. M., Student at the BSUIR

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 17 293-88-69
E-mail: serg@nano.bsuir.edu.by
Lazarouk Serguei Konstantinovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-29-36>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.3.049.774.3

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ВJT-JFET ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БАЗОВОМ МАТРИЧНОМ КРИСТАЛЛЕ

А. В. КУНЦ^{1,2}, О. В. ДВОРНИКОВ³, В. А. ЧЕХОВСКИЙ²

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

²Институт ядерных проблем Белорусского государственного университета
(г. Минск, Республика Беларусь)

³ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»
(г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 30.06.2023

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

Аннотация. Рассмотрено применение расположенных на базовом матричном кристалле МН2ХА031 двухзатворных полевых транзисторов, управляемых $p-n$ -переходом, для уменьшения входного тока операционных усилителей. Проанализированы типовые схемы операционных усилителей, содержащие: истоковые повторители, соединенные с входами операционного усилителя на комплементарных биполярных транзисторах; входной дифференциальный каскад на p -JFET с нагрузкой в виде «токового зеркала» на $n-p-n$ -транзисторах; входной дифференциальный каскад в виде «перегнутого каскода» на p -JFET. Для максимального уменьшения входного тока рекомендовано применение следящей обратной связи, поддерживающей напряжение сток-исток входных JFET на малом уровне, не зависящем от входного синфазного напряжения, и соединение с входом операционного усилителя только верхнего затвора двухзатворного полевого транзистора. Приведены электрические схемы для элементов МН2ХА031 и результаты схемотехнического моделирования разработанных усилителей, названных ОАmp10J, ОАmp11.1, ОАmp11.2. Учет при схемотехническом проектировании установленных особенностей входных каскадов и режимов работы активных элементов позволит создать операционный усилитель с требуемым сочетанием основных параметров.

Ключевые слова: операционный усилитель, полевые транзисторы, $p-n$ -переходы, базовый матричный кристалл, двухзатворные транзисторы.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кунц, А. В. Проектирование ВJT-JFET операционных усилителей на базовом матричном кристалле / А. В. Кунц, О. В. Дворников, В. А. Чеховский // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 29–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-29-36>.

DESIGN OF BJT-JFET OPERATIONAL AMPLIFIERS ON THE MASTER SLICE ARRAY

ALIAKSEI V. KUNTS^{1,2}, OLEG V. DVORNIKOV³, VLADIMIR A. TCHEKHOVSKI²

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

²Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University (Minsk, Republic of Belarus)

³Open Joint Stock Company "Minsk Research Instrument-Making Institute" (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 30.06.2023

Abstract. The use of dual-gate field-effect transistors located on the base matrix crystal MH2XA031, controlled by a $p-n$ junction needed to reduce the input current of operational amplifiers is studied. Typical circuits of operational amplifiers, containing: source repeaters connected to the inputs of the operational amplifier on complementary bipolar transistors; input differential stage on p -JFET with a "current mirror" load on $n-p-n$ -transistors; input differential in the form of a "folded cascode" on a p -JFET are analyzed. To minimize the input current, it is recommended to use bootstrapped feedback to keep the drain-to-source voltage of the input JFETs low, independent of the input common-mode voltage, and to connect only the top gate of the dual-gate JFET to the op-amp input. The electrical circuits for MH2XA031 elements and the results of circuit simulation of the developed amplifiers, called OAmpl10J, OAmpl11.1, OAmpl11.2, are presented. Accounting the established features of the input stages and operating modes of active elements in circuit design will allow to create an operational amplifier with the required combination of basic parameters.

Keywords: operational amplifier, field effect transistors, $p-n$ junctions, basic matrix crystal, two-gate transistors.

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

For citation. Kunts A. V., Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A. (2023) Design of BJT-JFET Operational Amplifiers on the Master Slice Array. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 29–36. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-29-36> (in Russian).

Введение

Для применения в аппаратуре специального и двойного назначения на базовом матричном кристалле (БМК) MH2XA031 разработаны операционные усилители (ОУ), названные OAmpl9, OAmpl10 [1], которые содержат комплементарные биполярные транзисторы (Bipolar Junction Transistor, BJT) и характеризуются высоким усилением, малыми напряжением смещения нуля и шумами. К сожалению, применение комплементарных BJT в качестве входных транзисторов и обеспечение их высокой крутизны за счет большого эмиттерного тока привело к тому, что входной ток ОУ составляет единицы микроампер. Возможно десятикратное и более уменьшение входного тока ОУ при помощи схем компенсации. Однако входной ток ОУ на уровне десятков наноампер не допустим при работе с высокоомными источниками входного сигнала. В этом случае рекомендуется применение ОУ с входными полевыми транзисторами (Field Effect Transistors, FET).

Несмотря на то, что FET со структурой металл–диэлектрик–полупроводник имеют меньший ток утечки затвора, чем FET, управляемые $p-n$ -переходом (Junction Field-Effect-Transistors, JFET), последние чаще применяются во входных каскадах ОУ благодаря меньшему уровню фликкер-шумов. Так, входные каскады ОУ LF155, LF357, LF411, AD824, AD845, TL07, WSH 217 содержат JFET с каналом n - или p -типа, а проблемы проектирования биполярных ОУ с входными JFET, так называемые BJT-JFET ОУ, неоднократно рассматривались ранее и актуальны в настоящее время [2–5]. Среди новых возможностей для разработки BJT-JFET ОУ – применение интегральных двухзатворных JFET, в которых ток утечки по верхнему затвору (Top gate, Tg) почти в 10 раз меньше, чем по нижнему (Bottom gate, Bg) [6].

Цель исследований авторов – анализ и выработка на его основе рекомендаций по применению типовых схем BJT-JFET ОУ, содержащих: JFET-истоковые повторители перед ОУ на комплементарных BJT; входной дифференциальный каскад (ДК) на p -JFET с нагрузкой в виде «токового зеркала» на $n-p-n$ -транзисторах; входной ДК в виде «перегнутого каскода» на p -JFET.

Использование JFET-истоковых повторителей

Наиболее простым способом уменьшения входного тока является соединение источника сигнала с ОУ через JFET-истоковые повторители. Для реализации этой задачи разработан первый

вариант ВJT-JFET ОУ, названный ОАmp10J, который содержит входной каскад, показанный на рис. 1, и прецизионный малошумящий усилитель ОАmp10 [1]. Заметим, что двухзатворные JFET с каналом *p*-типа имеются на БМК МН2ХА031, для элементов которого создан ОАmp10.

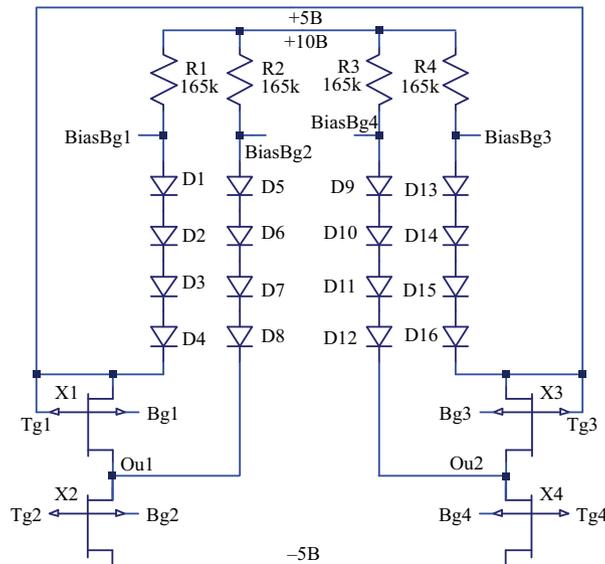


Рис. 1. Электрическая схема входного каскада ОАmp10J
Fig. 1. Electrical circuit of the ОАmp10J input stage

Верхние затворы Tg2, Tg4 двухзатворных входных JFET X2, X4 являются входами ВJT-JFET ОУ, узлы Ou1, Ou2 соединяются с входами ОАmp10, а нижние затворы Bg2, Bg4 входных JFET могут быть соединены со своими верхними затворами Tg2, Tg4 или с узлами, обеспечивающими их обратное смещение, – BiasBg2, BiasBg4 соответственно. Заметим, что нижние затворы JFET-источников тока X1, X3 должны быть соединены так же, как и входных транзисторов, т. е. либо с верхними затворами, либо с узлами BiasBg1, BiasBg3.

Таким образом, входной каскад на рис. 1 представляет собой сдвоенный истоковый повторитель, обеспечивающий близкое к нулю напряжение между верхним затвором и истоком всех транзисторов. Заметим, что режим работы двухзатворного JFET с подачей обратного напряжения на нижний затвор обеспечивает меньшие величины входного тока и тока потребления. Однако уменьшение крутизны JFET в этом режиме приводит к увеличению шумов, отнесенных ко входу.

Типовые схемы ВJT-JFET операционных усилителей

В ряде операционных усилителей, таких как LF411, TL072, применяется ДК с входными JFET и нагрузкой в виде «токового зеркала» (рис. 2). На входе других ОУ, например, AD824, использован «перегнутый каскод» (рис. 3). Электрические схемы рис. 2, 3 приведены для программного обеспечения LTSpice. Каждый ОУ состоит из входного дифференциального каскада (X1–X4, X5 с нагрузками X9, X10 (рис. 2) или R2, R3 (рис. 3)), блока смещения и одинакового по схемотехнике выходного каскада (X23–X26). Указанные на схемах сопротивления резисторов получены последовательно-параллельным соединением имеющихся на БМК МН2ХА031 резисторов с сопротивлением 1,05 и 2,45 кОм. Так, в соответствии с правилами LTSpice сопротивление резистора $R13 = \{1,05k5\}$ представляет собой сопротивление последовательного соединения, а $R9 = \{1,05k/5\}$ – параллельного соединения пяти резисторов сопротивлением 1,05 кОм. Блок смещения ОАmp11.1 реализован на стабилитроне D1, ток которого задает JFET-источник тока X19, R14. Выбор такой схемы обусловлен следующими факторами. Известно, что температурный коэффициент напряжения (ТКН) туннельного пробоя отрицательный, а лавинного пробоя – положительный. Напряжению пробоя плоского кремниевого *p–n*-перехода в диапазоне от 5,5 до 7,5 В соответствует ТКН от 0,5 до 4,0 мВ/°С [7]. Соединив прямосмещенный *p–n*-переход с отрицательным ТКН ($\approx(-2)$ мВ/°С) с обратносмещенным *p–n*-переходом с положительным ТКН пробоя, можно получить термокомпенсированный источник опорного напряжения. С другой стороны, для JFET существует напряжение затвор-исток V_{GS} , при котором температурное изменение тока

стока минимально, т. е. $dI_D/dT \approx 0$ при $V_{GS} = V_{ZTC}$. Абсолютная величина напряжения $|V_{ZTC}|$ обычно на 0,66 В меньше модуля напряжения отсечки $|V_{TH}|$ [8]. При разработке схем более удобно задавать термостабильный режим работы JFET выбором величины тока стока I_{ZTC} , соответствующего V_{ZTC} . Чаще всего полагают, что $I_{ZTC} \approx 0,2I_{Dmax}$, где $I_{Dmax} = I_D$ при $V_{GS} = 0$, $V_{DS} = V_{TH}$.

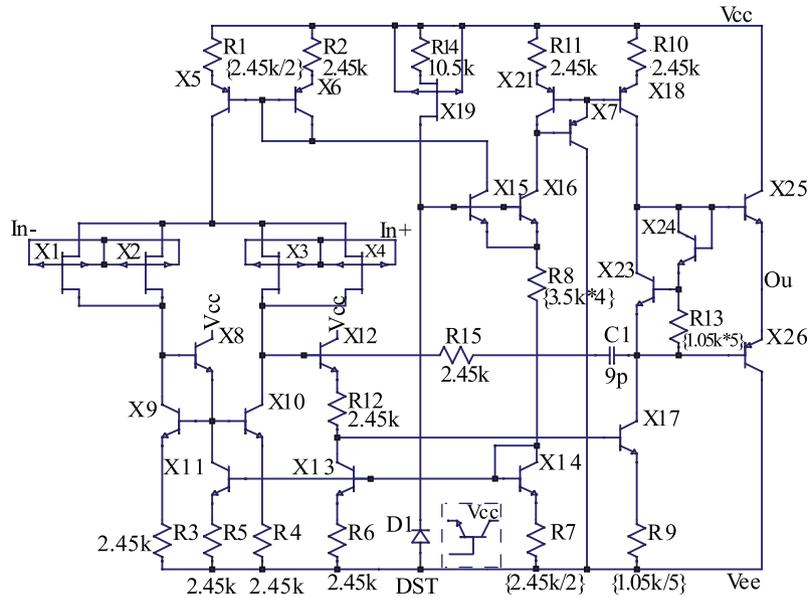


Рис. 2. Электрическая схема OAmpl11.1
Fig. 2. Electrical circuit of the OAmpl11.1

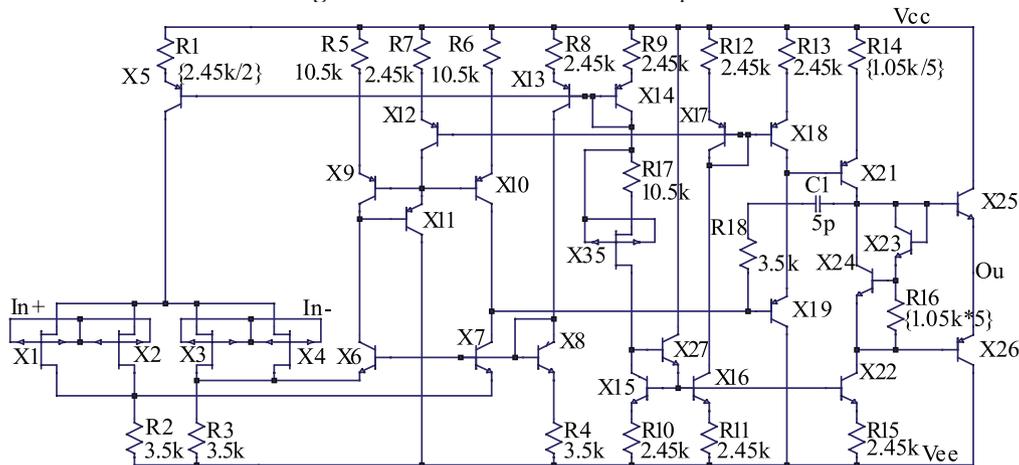


Рис. 3. Электрическая схема OAmpl11.2
Fig. 3. Electrical circuit of the OAmpl11.2

Особенностями схемы на рис. 2 являются:

- применение двухзатворных *p*-JFET с соединенными затворами для увеличения крутизны;
- минимизация напряжения смещения нуля V_{OFF} ОУ путем полной схемной симметрии нагрузок входных JFET, а именно, цепи, соединенные со стоками X1 (X8, X9, R3) и X3 (X12, X17, R12), содержат элементы, работающие при одинаковом токе;
- выбор сопротивлений резисторов таким образом, что эмиттерные токи всех источников тока (за исключением X5) составляют около 120 мкА, падение напряжения на этих резисторах – около 300 мВ, ток стока X1–X4 – 120 мкА (что близко к I_{ZTC}), резистор R13 обеспечивает ток покоя выходных транзисторов X25, X26 в 170 мкА;
- выбор номиналов корректирующей цепи C1, R15 для обеспечения минимального запаса по фазе, равного 51° , при частоте единичного усиления.

Для адекватного сравнения разработанных ОУ режимы работы транзисторов усилителя OAmpl11.2 (рис. 3) были максимально близки к соответствующим режимам OAmpl11.1. Исключение составлял только выбор сопротивлений R2–R4, устанавливающих коллекторные

токи X_6, X_7 , равные 21 мкА. При оптимизации режима работы транзисторов «перегнутого каскода» ($X1-X4, X5-X12, R1-R6$) использовали рекомендации, выработанные ранее для уменьшения шумов, заключающиеся в необходимости увеличения крутизны входных транзисторов и падения напряжения на эмиттерных резисторах источников тока, увеличения отношения I_{D1}/I_{C7} (I_{D3}/I_{C6}), замены транзисторных источников тока, соединенных со стоками входных транзисторов, на резисторы с максимально возможным сопротивлением и др. [9].

Результаты схемотехнического моделирования температурных зависимостей (рис. 4–7) и основных параметров позволяют утверждать, что усилитель OAmpl1.1 имеет наилучшую температурную стабильность параметров, а главным преимуществом OAmpl1.2 является широкий диапазон допустимого входного синфазного напряжения.

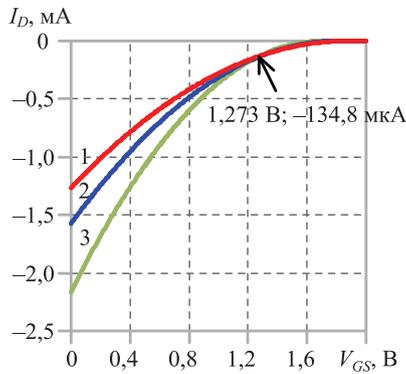


Рис. 4. Зависимость тока стока I_D от напряжения затвор-исток V_{GS} двухзатворного p -JFET с соединенными затворами при разных температурах $T, ^\circ\text{C}$: 1 – 90; 2 – 30; 3 – (-60)

Fig. 4. Dependence of the drain current I_D on the gate-source voltage V_{GS} of a double-gate p -JFET with connected gates at different temperatures $T, ^\circ\text{C}$: 1 – 90; 2 – 30; 3 – (-60)

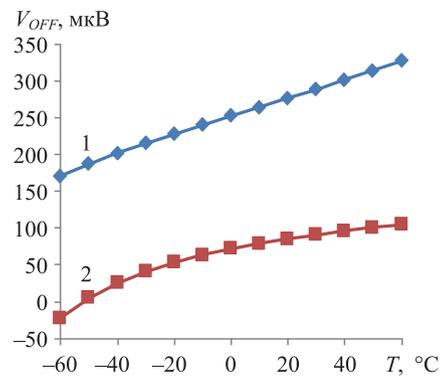


Рис. 5. Зависимость напряжения смещения нуля V_{OFF} от температуры T для операционного усилителя: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

Fig. 5. Zero bias voltage V_{OFF} versus temperature T for operational amplifier: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

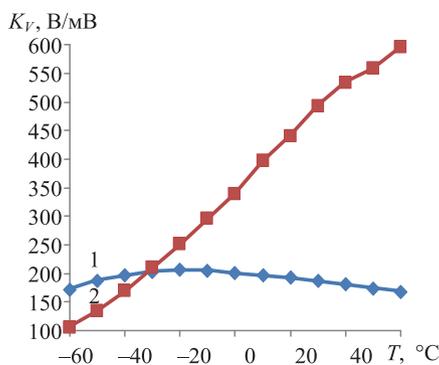


Рис. 6. Зависимость коэффициента усиления напряжения K_V от температуры T для: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

Fig. 6. Dependence of voltage gain K_V on temperature T for: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

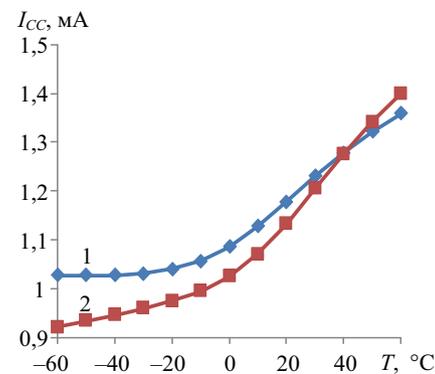


Рис. 7. Зависимость тока потребления в режиме холостого хода I_{CC} от температуры T для: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

Fig. 7. Dependence of current consumption in idle mode I_{CC} on temperature T for: 1 – OAmpl1.1; 2 – OAmpl1.2

Особенности применения двухзатворных JFET

При уменьшении входного тока I_{IN} за счет применения JFET истокового повторителя необходимо учитывать ряд факторов:

- в режиме работы с закороченными выводами затвора и истока ток стока JFET имеет максимальное значение I_{Dmax} , что значительно увеличивает ток потребления ОУ;
- уменьшение I_{Dmax} путем уменьшения отношения ширины канала JFET к его длине приводит к понижению I_{IN} из-за уменьшения площади p - n -перехода затвора, но одновременно уменьшает

крутизну JFET и, следовательно, коэффициент усиления напряжения и спектральную плотность напряжения шума, отнесенную ко входу ОУ:

– существующая зависимость обратного тока $p-n$ -перехода от величины падения напряжения на нем приводит к зависимости I_{IN} от уровня входного синфазного сигнала.

Для устранения зависимости входного тока ОУ от уровня входного синфазного сигнала возможно применение следящей обратной связи, фиксирующей напряжение сток-исток. Такое схемное решение использовано в некоторых серийно выпускаемых (AD845, WSH 223) и разрабатываемых ВJT-JFET операционных усилителях [8]. Значительное уменьшение I_{IN} обеспечивает максимально возможное уменьшение обратного напряжения на $p-n$ -переходах JFET, а при применении режима работы JFET с обратным смещением и прямосмещением переходом затвор-исток достигается компенсация тока, протекающего через затвор.

Анализ полученных результатов

Результаты схемотехнического моделирования разработанных ВJT-JFET операционных усилителей, состоящего из входного каскада на рис. 1 и OAmp10, с применением ранее созданной модели двухзатворного p -JFET [6] приведены в табл. 1, в которой обозначение OAmp10J.1 соответствует усилителю при соединенных выводах верхнего и нижнего затворов всех JFET, а OAmp10J.2 – при соединении нижних затворов с узлами BiasBg.

Таблица 1. Результаты схемотехнического моделирования операционных усилителей при $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$
Table 1. Results of circuit simulation of the operational amplifiers at $T = 30\text{ }^{\circ}\text{C}$

Наименование показателя/ Indicator name	OAmp10J.1	OAmp10J.2	OAmp11.1	OAmp11.2
Напряжение питания, В	-5/5	-5/5	-5/5	-5/5
Ток потребления в режиме холостого хода, мА	11,38	9,15	1,23	1,21
Напряжение смещения нуля, мкВ	36	48	289	91
Коэффициент усиления напряжения	$2,4 \cdot 10^5$	$1,8 \cdot 10^5$	$1,9 \cdot 10^5$	$4,9 \cdot 10^5$
Входной ток, пА	9,9	6,2	30,5	33,1
Диапазон входного синфазного напряжения, В	-3,249–3,264	-3,258–3,264	-1,075–4,309	-4,257–4,224
Произведение коэффициента усиления напряжения на ширину полосы пропускания, МГц	44	22	12,6	11,5
Минимальный запас по фазе при частоте единичного усиления, град.	39°	43°	51°	51°
Спектральная плотность напряжения шума, отнесенная ко входу, нВ/Гц ^{0,5}	4,31	11,8	6,85	7,93

Анализ результатов моделирования позволяет сделать следующие выводы.

1. Применение термокомпенсированного источника опорного напряжения, включающего стабилитрон с положительным и прямосмещенный эмиттерный переход с отрицательным ТКН, для установки величины коллекторного тока источников тока, равной току стока JFET с нулевым температурным коэффициентом, улучшает температурную стабилизацию основных параметров ВJT-JFET ОУ.

2. Использование нагрузки в виде «токового зеркала» на $n-p-n$ -транзисторах во входном ДК на p -JFET приводит к уменьшению диапазона входного синфазного напряжения и допустимо только при большом напряжении источников питания.

3. Входной ДК в виде «перегнутого каскода» с головными p -JFET и $n-p-n$ -транзисторами с общей базой характеризуется максимальным диапазоном входного синфазного напряжения и рекомендуется для применения в ОУ с малым напряжением питания.

4. Реализация входного ДК с двухзатворными JFET, управляемыми только верхним затвором, позволяет значительно уменьшить входной ток ОУ. Однако при этом следует учитывать, что уменьшение входного тока за счет уменьшения площади верхнего затвора (отношения ширины затвора к его длине) и стабилизации напряжения исток-сток на малом уровне введением следящей обратной связи приводит к уменьшению коэффициента усиления напряжения, увеличению спектральной плотности напряжения шума, отнесенной ко входу. По указанной причине при схемотехническом моделировании необходим поиск компромиссного сочетания усиления, уровня шумов и величины входного тока.

5. Дополнительным преимуществом от введения следящей обратной связи во входных JFET является исключение зависимости входного тока ОУ от уровня входного синфазного напряжения.

Заключение

1. Для элементов базового матричного кристалла МН2ХА031 предложено несколько схем операционных усилителей с входными двухзатворными JFET, названных OАmp10J, OАmp11.1 и OАmp11.2. Операционные усилители отличаются, главным образом, схемой включения и режимом работы двухзатворных JFET.

2. Операционный усилитель OАmp10J представляет собой последовательное соединение сдвоенного истокового повторителя и ранее разработанного операционного усилителя на комбинированных биполярных транзисторах OАmp10. Усилитель OАmp11.1 содержит дифференциальный каскад на *p*-JFET с нагрузкой в виде «токового зеркала» на *n-p-n*-транзисторах, OАmp11.2 – входной дифференциальный каскад в виде «перегнутого каскода» на *p*-JFET и *n-p-n*-транзисторах с общей базой.

3. Схемотехническое моделирование показало, что все операционные усилители имеют различные диапазоны допустимого входного синфазного напряжения, входной ток и ток потребления.

4. Установлено, что при схемотехнической оптимизации операционных усилителей с входными JFET необходимо учитывать противоречивое влияние основных конструктивно-схемотехнических решений на сочетание усиления, уровня шумов и входного тока операционных усилителей.

5. Уменьшение входного тока за счет уменьшения площади верхнего затвора (отношения ширины затвора к его длине) и стабилизации напряжения исток-сток на малом уровне введением следящей обратной связи приводит к уменьшению коэффициента усиления напряжения, увеличению спектральной плотности напряжения шума, отнесенной ко входу.

Список литературы

1. Быстродействующие широкополосные операционные усилители на базовом матричном кристалле / О. В. Дворников [и др.] // Известия вузов. Электроника. 2023. Т. 28, № 1. С. 96–111.
2. Close, A JFET Input Single Supply Operational Amplifier with Rail-to-Rail Output / Close, Santos // Proceedings of IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting. USA: Minneapolis, MN, 1993. P. 149–152. Doi: 10.1109/BIPOL.1993.617487.
3. Snoeij, M. F. A 36 V JFET-Input Bipolar Operational Amplifier with 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Maximum Offset Drift and –126 dB Total Harmonic Distortion / M. F. Snoeij, M. V. Ivanov // IEEE International Solid-State Circuits Conference. USA: San Francisco, CA, 2011. P. 248–250. Doi: 10.1109/ISSCC.2011.5746305.
4. Snoeij, M. F. A 36 V 48 MHz JFET-Input Bipolar Operational Amplifier with 150 μV Maximum Offset and Overload Supply Current Control / M. F. Snoeij // ESSCIRC 2018 – IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC). Germany: Dresden, 2018. P. 290–293. Doi: 10.1109/ESSCIRC.2018.8494262.
5. Design of a High Input Impedance OPA with Bi-JFET Technology / Z. He [et al.] // IEEE 2nd International Conference on Electronics Technology (ICET). China: Chengdu, 2019. P. 233–236. Doi: 10.1109/ELTECH.2019.8839538.
6. Галкин, Я. Д. Улучшенная модель двухзатворного JFET для аналоговых интегральных микросхем / Я. Д. Галкин, О. В. Дворников, В. А. Чеховский // Доклады БГУИР. 2022. Т. 20, № 3. С. 20–25. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-20-25>.
7. Grove, A. S. Physics and Technology of Semiconductor Devices / A. S. Grove. New York: Wiley, 1967. 388 p.
8. Достал, И. Операционные усилители / И. Достал. М.: Мир, 1982. 512 с.
9. Reducing Noises of High-Speed Bi-JFET Charge-Sensitive Amplifiers During Schematic Design / O. V. Dvornikov [et al.] // Materials Science and Engineering: IOP Conference Series, 2020. 8 p. Doi: 10.1088/1757-899X/862/2/022068.

References

1. Dvornikov O. V., Tchekhovcsi V. A., Prokopenko N. N., Galkin Ya. D., Kunts A. V., Chumakov V. E. (2023) A High-Speed Broadband Operational Amplifiers on a Master Slice Array. *Proceedings of Universities. Electronics*. 28 (1), 96–111 (in Russian).
2. Close, Santos (1993) A JFET Input Single Supply Operational Amplifier with Rail-to-Rail Output. *Proceedings of IEEE Bipolar/BiCMOS Circuits and Technology Meeting*. USA, Minneapolis, MN. 149–152. Doi: 10.1109/BIPOL.1993.617487.

3. Snoeij M. F., Ivanov M. V. (2011) A 36 V JFET-Input Bipolar Operational Amplifier with 1 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ Maximum Offset Drift and -126 dB Total Harmonic Distortion. *IEEE International Solid-State Circuits Conference*. USA, San Francisco, CA. 248–250. Doi: 10.1109/ISSCC.2011.5746305.
4. Snoeij M. F. (2018) A 36 V 48 MHz JFET-Input Bipolar Operational Amplifier with 150 μV Maximum Offset and Overload Supply Current Control. *ESSCIRC 2018 – IEEE 44th European Solid State Circuits Conference (ESSCIRC)*. Germany, Dresden. 290–293. Doi: 10.1109/ESSCIRC.2018.8494262.
5. He Z., Wang C., Fan G., Zhou Y., Yang Y. (2019) Design of a High Input Impedance OPA with Bi-JFET Technology. *IEEE 2nd International Conference on Electronics Technology (ICET)*. China, Chengdu. 233–236. Doi: 10.1109/ELTECH.2019.8839538.
6. Galkin Y. D., Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A. (2022) Double Gate JFET Improved Model for Analog Integrated Circuits. *Doklady BGUIR*. 20 (3), 20–25. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-3-20-25> (in Russian).
7. Grove A. S. (1967) *Physics and Technology of Semiconductor Devices*. New York, Wiley Publ. 388.
8. Dostal I. (1982) *Operational Amplifiers*. Moscow, Mir Publ. 512 (in Russian).
9. Dvornikov O. V., Tchekhovski V. A., Prokopenko N. N., Pakhomov I. V. (2020) Reducing Noises of High-Speed Bi-JFET Charge-Sensitive Amplifiers During Schematic Design. *Materials Science and Engineering, IOP Conference Series*. 8. Doi: 10.1088/1757-899X/862/2/022068.

Вклад авторов

Кунц А. В. выполнил схемотехническое моделирование и параметрическую оптимизацию операционных усилителей.

Дворников О. В. проанализировал современное состояние проблемы по теме работы, сформулировал цель и задачи исследований, провел идентификацию параметров моделей.

Чеховский В. А. участвовал в схемотехническом моделировании и параметрической оптимизации операционных усилителей.

Authors' contribution

Kunts A. V. has performed circuit simulation and parametric optimization of operational amplifiers.

Dvornikov O. V. has analyzed the current state of the problem, formulated the goals and objectives of the work, has performed the identification of model parameters.

Chekhovski V. A. has taken part in circuit simulation and parametric optimization operational amplifiers.

Сведения об авторах

Кунц А. В., асп. Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, мл. науч. сотр. лаборатории электронных методов и средств эксперимента Института ядерных проблем Белорусского государственного университета

Дворников О. В., д-р техн. наук, доц., гл. науч. сотр. ОАО «Минский научно-исследовательский приборостроительный институт»

Чеховский В. А., зав. лаб. «Электронные методы и средства эксперимента» Института ядерных проблем Белорусского государственного университета

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники
Tel.: +375 44 726-30-92
E-mail: alexeykunts97@gmail.com
Кунц Алексей Вадимович

Information about the authors

Kunts A. V., Postgraduate at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Junior Researcher at the Electronic Methods and Experiment Means Laboratory of the Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University

Dvornikov O. V., Dr. of Sci. (Tech.), Associate Professor, Principal Researcher at the OJSC “Minsk Research Instrument-Making Institute”

Tchekhovski V. A., Head of the Laboratory “Electronic Methods and Experiment Means” of the Institute for Nuclear Problems of Belarusian State University

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovki St., 6
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
Tel.: +375 44 726-30-92
E-mail: alexeykunts97@gmail.com
Kunts Aliaksei Vadimovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-37-44>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.385.6

ГЕЛИТРОН: РАБОТА НА ВЫСОКИХ ГАРМОНИКАХ ОРБИТАЛЬНОЙ ЧАСТОТЫ И РЕЖИМ ФАЗОВОЙ СЕЛЕКЦИИ ЭЛЕКТРОНОВ

А. А. КУРАЕВ, В. В. МАТВЕЕНКО

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

Поступила в редакцию 01.06.2023

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

Аннотация. Исследованы возможности улучшения выходных характеристик гелитрона в двух направлениях – повышение КПД в режиме фазовой селекции электронов и увеличение рабочей частоты за счет использования многоламельной электродинамической системы (увеличение азимутального индекса n рабочей моды). Полученные в процессе экспериментов результаты свидетельствуют об уникальных возможностях работы гелитрона на очень высоких гармониках орбитальной частоты электронов: вплоть до $n = 96$ прибор имеет приемлемый КПД для генераторов малой мощности в режиме фазовой селекции электронов. Это открывает перспективы применения подобного генератора в миллиметровом диапазоне длин волн. Однако в данном диапазоне следует вместо высокочастотной многоламельной линии использовать азимутально гофрированный стержень с глубиной продольных канавок $\Delta r = \lambda/4$. Это наиболее эффективно в обеспечении теплового режима.

Ключевые слова: гелитрон, высокие гармоники орбитальной частоты, режим фазовой селекции, КПД.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кураев, А. А. Гелитрон: работа на высоких гармониках орбитальной частоты и режим фазовой селекции электронов / А. А. Кураев, В. В. Матвеев // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 37–44. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-37-44>.

HELITRON: OPERATION AT HIGH FREQUENCY ORBITAL HARMONICS AND THE MODE OF ELECTRON PHASE SELECTION

ALEXANDER A. KURAYEV, VLADIMIR V. MATVEYENKA

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

Submitted 01.06.2023

Abstract. The possibilities of improving the output characteristics of the helitron in two directions have been studied – increasing the efficiency in the phase selection mode of electrons and increasing the operating frequency through the use of a multi-lamella electrodynamic system (increasing the azimuthal index n of the operating mode). The results obtained during the experiments indicate the unique capabilities of the helitron at very high harmonics of the electron orbital frequency: up to $n = 96$, the device has an acceptable efficiency for low-power generators in the electron phase selection mode. This opens up prospects for using such a generator in the millimeter wavelength range. However, in this range, instead of a high-frequency multi-lamella line, an azimuthally corrugated rod with a depth of longitudinal grooves $\Delta r = \lambda/4$ should be used. This is most effective in providing thermal conditions.

Keywords: helitron, extremely high frequency orbital electron harmonics, phase selection mode, efficiency.

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

For citation. Kurayev A. A., Matveyenka V. V. (2023) Helitron: Operation at High Frequency Orbital Harmonics and the Mode of Electron Phase Selection. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 37–44. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-37-44> (in Russian).

Введение

Гелитрон был предложен в 1958 г. [1] и в последующие годы подробно исследовался теоретически (в основном в пределах линейных моделей) и экспериментально [2–7]. Он обладает преимуществом перед электронными приборами СВЧ О- и М-типов, поскольку в нем используется центробежно-электростатическая фокусировка электронного потока [8], и тяжелые системы магнитной фокусировки не нужны. Предложенный D. A. Watkins и G. Wada [1] гелитрон представляет собой электронный прибор с центробежно-электростатической фокусировкой. Электронный поток радиусом r_0 имеет азимутальную $v_\phi = r_0\omega_c$ (ω_c – орбитальная частота вращения электронов) и продольную v_z скорости. Траектория электронов представляет собой спираль, расположенную между высокочастотной (ВЧ) многоламельной линией радиусом b_1 и экраном радиусом b_2 (отсюда название *helical* – спиральный). Орбитальная частота определяется из выражения $\omega_c = \sqrt{\frac{eU_0}{mr_0^2}}$, где e , m – заряд и масса электрона; $U_0 = \frac{\Delta U}{\ln(b_1/b_2)}$; ΔU – разность потенциалов между ВЧ-линией и экраном. Таким образом, частотой ω_c можно управлять с помощью напряжения ΔU , т. е. частота гелитрона в режиме генерации, определяемая как $n\omega_c$ (n – число пар ламелей ВЧ-линии (азимутальный индекс рабочей моды)), может меняться с изменением ΔU . В режиме регенеративного усиления таким же образом меняется частотный диапазон полосы усиления. Следовательно, гелитрон имеет два преимущества: отсутствие габаритной и тяжелой системы магнитной фокусировки электронного потока и наличие электрической (безынерционной) перестройки. Кроме того, частота генерации или узкая полоса усиления в регенеративном режиме гелитрона перестраиваются электрически, и гладкость частотной характеристики определяется короткой длиной ВЧ-системы. Также многоламельная электродинамическая система гелитрона создает естественную селекцию рабочей моды на высоких гармониках частоты вращения электронов ω_c , в отличие от гирорезонансных приборов с гладкими электродинамическими системами.

Благодаря перечисленным преимуществам гелитрон в 60-е и начале 70-х годов прошлого века нашел широкое применение в бортовых системах радиопротиводействия радиолокационных станций противовоздушной обороны, а также в системах наведения и захвата целей. Однако с середины 1970-х твердотельные модули вытеснили все электровакуумные (ЭВП) СВЧ-усилители и генераторы малой и средней мощности в наземной и бортовой электронике. Но техническая мысль развивается по спирали, подобно движению электронов в гелитроне. Примеры хорошо известны: паровой двигатель во флоте в начале XX века был замещен дизельным, но в конце XX века паровой двигатель вернулся на флот в виде паровой турбины, только вместо угля – атомный реактор. Первыми автомобилями 1893 года были электромобили [9] со свинцовыми аккумуляторами, но их быстро вытеснили автомобили с двигателями внутреннего сгорания. А теперь наступает век электромобилей. Такая же ситуация с гелитроном и ЭВП СВЧ. Появление СВЧ-пушки резко изменило ситуацию. Ее субнаносекундные электромагнитные импульсы мощностью 1–10 ГВт, беспрепятственно проникающие через блокирующие устройства, наносят физическое и функциональное поражение твердотельным модулям. ЭВП СВЧ не имеют физического поражения, а функциональное происходит только в момент действия импульса (распыляется электронный поток, затем фокусировка восстанавливается). То же самое относится к действию электромагнитного импульса при ядерном взрыве. Поэтому происходит «возвращение» ЭВП СВЧ в оборонную электронику, возрождаются исследования, разработки и производство различных типов этих приборов с улучшенными выходными параметрами [10]. Это касается и гелитрона.

Настоящая статья посвящена исследованию возможностей улучшения выходных характеристик гелитрона в двух направлениях: повышение КПД в режиме фазовой селекции электронов и увеличение рабочей частоты за счет использования многоламельной электродинамической системы (увеличение азимутального индекса n рабочей моды). На рис. 1 изображена схема экспериментального макета гелитрона с обращенной электронной оптикой и азимутальным индексом рабочей моды $n = 1$ (двухпроводная линия внутри экрана).

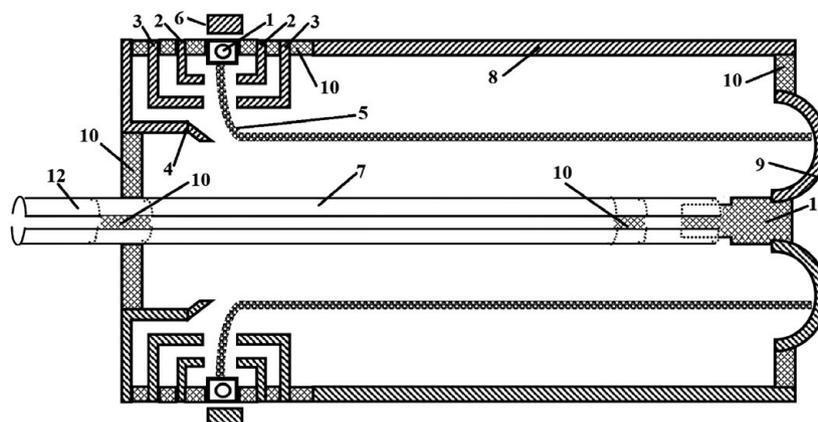


Рис. 1. Схема конструкции гелитрона
Fig. 1. Construction diagram of the helitron

На рис. 1 приведены следующие обозначения: 1 – кольцевой катод с внутренней эмитирующей поверхностью; 2 – кольцевые электроды, формирующие электронный поток, изготовлены из стали АРМКО – магнитопроводящего материала; 3, 4 – кольцевой анод и направляющий электрод соответственно, изготовленные из немагнитной нержавеющей стали 1ХН9Т; 5 – вращающийся электронный поток; 6 – внешний кольцевой магнит; 7 – внутренняя двухпроводная линия, изготовленная из тантала (Ta^{181}); 8 – внешний цилиндрический экран, изготовленный из меди; 9 – медный коллектор; 10, 11 – изоляторы из радиотехнической керамики 22ХС, спаянные вакуумно-плотно с металлическими элементами конструкции; 12 – двухпроводный вывод сигнала. Следует отметить, что изолятор 11 не спаян с изолятором 7, имеется запас лифта для линии 7 при ее разогреве.

На рис. 2 изображена фотография элементов внутренней двухпроводной линии (рис. 1, поз. 7). Формирование электронного потока (рис. 1) происходит следующим образом: эмитируемые с поверхности катода электроны формируются в радиальный поток полями электронной линзы, образуемой электродами 2 и анодами 3, и одновременно отклоняются в азимутальном направлении магнитной системой 6–2. Далее поток ускоряется полем внутренней двухпроводной линии и направляется полем электрода 4 в область взаимодействия, где осуществляется центробежно-электрическая фокусировка электронов за счет разности потенциалов между внешним цилиндрическим экраном и внутренней двухпроводной линией.

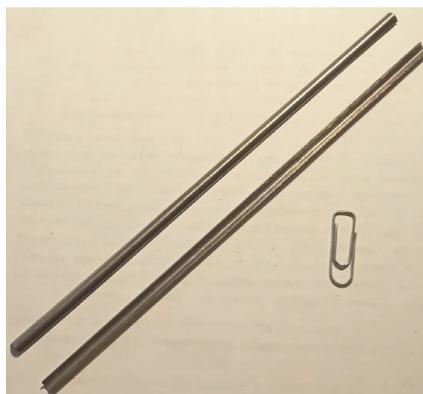


Рис. 2. Элементы двухпроводной внутренней линии гелитрона
Fig. 2. The elements of helitron two-wire internal line

Тантал в качестве материала для внутренней двухпроводной линии был выбран по следующим причинам:

- 1) предполагался режим работы гелитрона с фазовой селекцией электронов с осаждением их на внутреннюю линию, что могло привести к ее сильному разогреву; тантал же – один из наиболее тугоплавких металлов (температура плавления $3000\text{ }^{\circ}\text{C}$);
- 2) легко обрабатывается (например, штамповкой), в отличие от вольфрама;

3) обладает уникальным свойством: при нагревании он адсорбирует газы H_2 , N_2 и другие с образованием твердых растворов.

Последнее очень важно для экспериментальных макетов: остаточные газы легко удаляются, и необходимый уровень вакуума (менее 10^{-6} мм рт. ст.) сохраняется.

На рис. 3 изображены поперечные сечения области взаимодействия гелитронов.

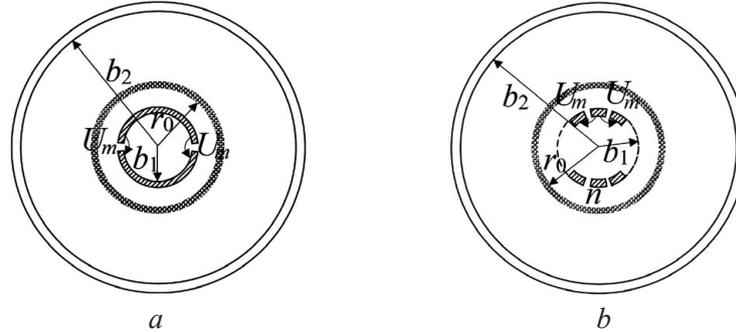


Рис. 3. Поперечное сечение гелитрона: *a* – для описываемой конструкции с азимутальным индексом $n = 1$, число ламелей 2; *b* – в общем случае при рабочей моде с n , число ламелей $2n$;

U_m – напряжение ВЧ-поля между ламелями; b_1 – внешний радиус многопроводной линии;
 b_2 – внутренний радиус экрана; r_0 – радиус пучка на входе области взаимодействия

Fig. 3. Cross section of the helitron: *a* – for the described design with $n = 1$, number of lamellas 2; *b* – in the general case, for an operating mode with an azimuthal index n , number of lamellas $2n$;

U_m – RF field voltage between the lamellas; b_1 – outer radius of the multiwire line;
 b_2 – inner radius of the screen; r_0 – beam radius at the entrance of the interaction region

При работе гелитрона на высоких гармониках орбитальной частоты вращения электронов ω_c ($n > 1$) в структуре многоламельной линии должны быть предусмотрены внутренние связи, соединяющие однопотенциальные ламели и обеспечивающие селекцию π -вида поперечной структуры волны (точно так же, как в магнетроне). Описанный выше экспериментальный макет гелитрона имел следующие параметры: $b_1 = 1,9$ мм; $b_2 = 4,0$ мм; длина области взаимодействия $d = 320$ мм; напряжение на аноде (рис. 1, поз. 3) $U_a = 135$ В; напряжение между линией 7 и экраном $8 - \Delta U = 650 - 1700$ В. Диапазон генерируемых частот составлял 1,40–2,07 ГГц. КПД $\eta(f)$ по диапазону частот имел следующие значения: 1,40 ГГц – 7,2 %; 1,52 ГГц – 9 %; 1,80 ГГц – 6 %; 1,94 ГГц – 4,5 %; 2,00 ГГц – 7,5 %; 2,07 ГГц – 7,3 %. Режим работы прибора соответствовал отсутствию осаждения электронов на внутреннюю линию, т. е. это был режим без фазовой селекции электронов.

Математическая модель гелитрона

Безразмерные уравнения движения ансамбля N крупных частиц с номерами i , моделирующих электронный поток, в поле $T_{n|l}$ моды многопроводной линии в экране имеют вид:

$$\begin{cases} \frac{dP_{zi}}{d\theta} = \frac{\gamma_i \beta_{\phi i}^2}{r_i} - E_r + \beta_{zi} B_\phi - \frac{D}{r_i}; \\ \frac{dP_{\phi i}}{d\theta} = -\frac{\gamma_i \beta_{ri} \beta_{\phi i}}{r_i} - \beta_{zi} B_r - E_\phi; \\ \frac{dP_{zi}}{d\theta} = -\beta_{ri} B_\phi + \beta_{\phi i} B_r; \\ \frac{dr_i}{d\theta} = \beta_{ri}; \quad \frac{d\phi_i}{d\theta} = \frac{\beta_{\phi i}}{r_i}, \end{cases} \quad (1)$$

где $0 \leq z \leq d$; i – номер электрона (крупной частицы), $i = \overline{1, N}$; $\gamma_i = \frac{1}{\sqrt{1 - \beta_i^2}} = \sqrt{1 + P_{ri}^2 + P_{\phi i}^2 + P_{zi}^2}$;
 $\beta_i = v_i/c$, $\beta_{ri} = v_{ri}/c$, $\beta_{zi} = v_{zi}/c$; c – скорость света в пустоте; $\theta_i = \omega t_i$; ω – рабочая частота генератора; $z = z'\omega/c = 2\pi z'/\lambda$; z' – длина вдоль оси; $r = r'\omega/c = 2\pi r'/\lambda$; r' – радиус i -го электрона; $\overline{P}_i = \gamma_i \overline{\beta}_i$ – импульс i -го электрона; D – нормированная разность потенциалов между линией (радиус b_1) и экра-

ном (радиус b_2), $D = \frac{eU_0}{m_0c^2}$; m_0 – масса покоя электрона; $U_0 = \frac{\Delta U}{\ln\left(\frac{b_1}{b_2}\right)}$; ΔU – разность потенциа-

лов между линией (радиус b_1) и экраном (радиус b_2); $b_1 = b'_1k$; $b_2 = b'_2k$; $k = \omega/c$; b'_1, b'_2 – радиусы.

Начальные условия к системе (1): $\varphi_i(0) = \frac{2\pi}{nN}$; $\gamma(0) = \left[1 - \beta_{\varphi 0}^2 \left(1 + \frac{1}{q^2}\right)\right]^{-\frac{1}{2}}$; $z_i(0) = 0$; $P_{ri}(0) = \gamma(0)\beta_{\varphi 0}$; $r_i(0) = \beta_{\varphi i}(0)\frac{n}{S}$; $\beta_{ri}(0) = 0$; $\beta_{zi}(0) = \frac{\beta_{\varphi i}(0)}{q}$. Безразмерные составляющие синхронной компоненты поля T_{n1l} моды с круговой поляризацией имеют вид:

$$\begin{cases} E_{\varphi} = A_0 \frac{n}{r} \mathfrak{I}_n(r) \sin z \cos(\theta - n\varphi); \\ E_r = -A_0 \frac{d\mathfrak{I}_n(r)}{dr} \sin z \sin(\theta - n\varphi); \\ B_r = -A_0 \frac{n}{r} \mathfrak{I}_n(r) \cos z \sin(\theta - n\varphi); \\ B_{\varphi} = A_0 \frac{d\mathfrak{I}_n(r)}{dr} \cos z \cos(\theta - n\varphi), \end{cases} \quad (2)$$

где A_0 – нормированное ВЧ-напряжение между соседними ламелями, $A_0 = \frac{eU_m}{2m_0c^2}$; U_m – ВЧ-нап-

ряжение между соседними ламелями (рис. 3); $\mathfrak{I}_n(r) = \frac{\left(\frac{b_2^2 b_1}{r}\right)^n - (rb_1)^n}{b_2^{2n} - b_1^{2n}}$; $b_1 = 2\pi b'_1/\lambda$; $b_2 = 2\pi b'_2/\lambda$.

Оптимизацию гелитрона проводили по КПД, который определяли по формуле

$$\eta(z) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_0 - \gamma_i(d)}{\gamma_0 - 1}. \quad (3)$$

Результаты расчета гелитрона

Расчеты гелитрона выполняли для конструкции, представленной на рис. 1, с многоламельной электродинамической системой колебания T_{n1l} . В табл. 1 показаны варианты оптимальных параметров гелитрона для разного количества ламелей. Режим фазовой селекции отражен в табл. 1 в виде значений параметров для различного числа ламелей с осаждением электронного потока на них.

Таблица 1. Варианты оптимальных параметров гелитрона
Table 1. Options for optimal helitron parameters

Параметр / Parameter	Значение параметра для числа ламелей n / Parameter value for the number of lamellas n									
	С осаждением электронного потока на ламелях / With electron flow deposition on lamellas					Без осаждения электронного потока на ламелях / Without electron flow deposition on the lamellas				
	1	2	4	16	96	1	2	4	16	96
b_1	0,031	0,065	0,140	0,6600	5,00000	0,01500	0,0510	0,120	0,6300	4,75000
b_2	0,070	0,150	0,550	1,3300	5,50000	0,12000	0,2400	0,550	1,3000	5,50000
A_0	0,001	0,002	0,001	0,0011	0,00005	0,00051	0,0009	0,001	0,0012	0,00009
$\beta_{\varphi 0}$	0,055	0,068	0,060	0,0570	0,05700	0,04400	0,0600	0,060	0,0570	0,05300
q	1,300	1,400	1,400	1,3500	1,33000	1,17000	1,2000	1,400	1,3700	1,30000
S	1,030	1,040	1,000	1,0500	1,06000	1,03000	1,0200	1,000	1,0400	1,01000
d	2π	2π	3π	10π	6π	2π	4π	5π	10π	8π
η	0,200	0,360	0,410	0,2900	0,12000	0,08400	0,1000	0,071	0,0362	0,00800

На рис. 4 приведены варианты оптимальных параметров гелитрона для числа ламелей $n = 4$ с осаждением и без осаждения электронного потока на них и для числа ламелей $n = 96$ с осаждением электронного потока на них.

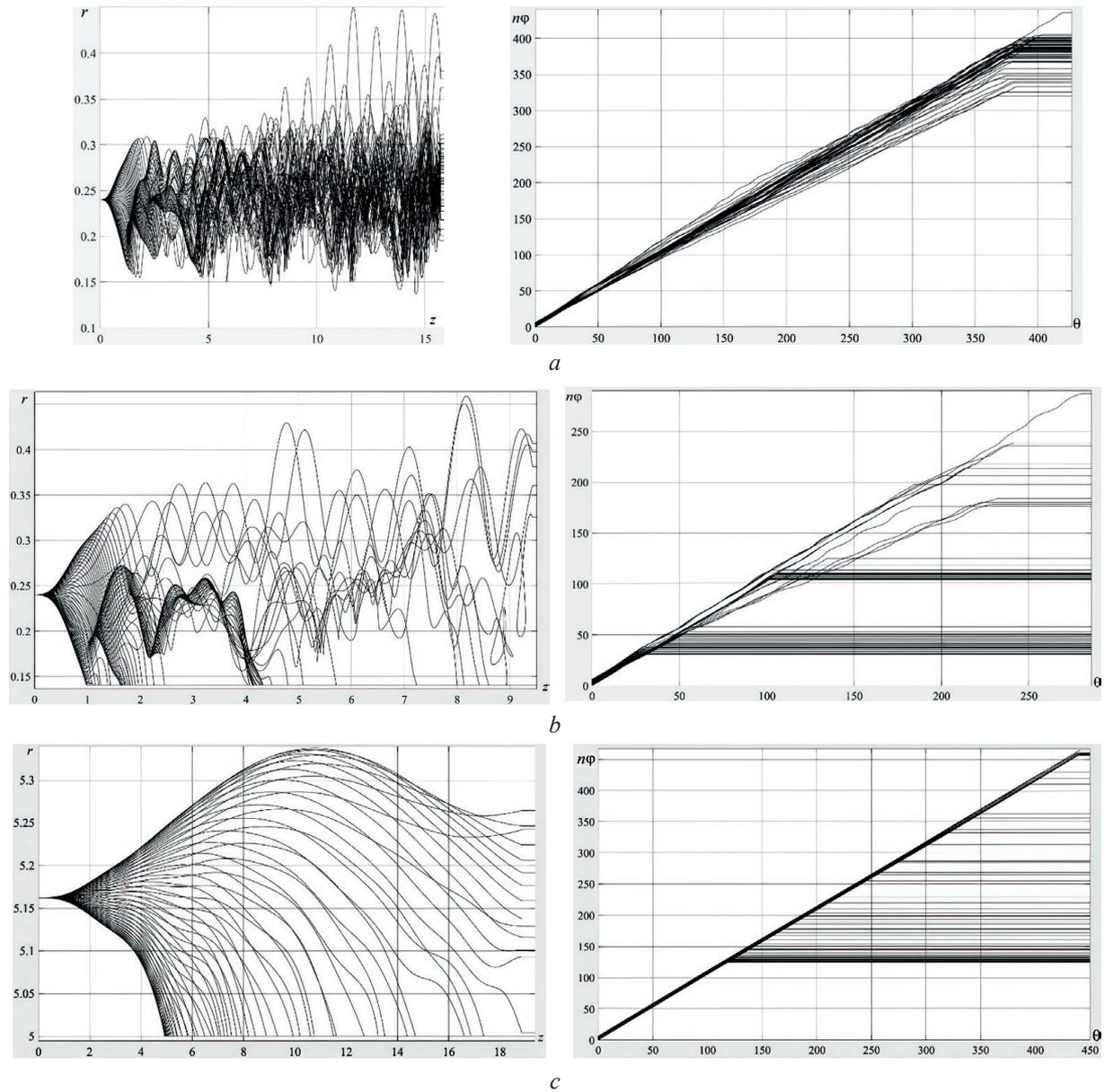


Рис. 4. Движение электронов в плоскостях rz и $n\varphi\theta$:
 a, b – для числа ламелей $n = 4$ без осаждения и с осаждением электронного потока на них;
 c – для $n = 96$ с осаждением электронного потока на ламелях

Fig. 4. Movement of electrons in the rz and $n\varphi\theta$ planes:
 a, b – for the number of lamellas $n = 4$ without deposition and with deposition of the electron flow on them;
 c – for $n = 96$ with electron flow deposition on the lamellas

Приведенные результаты свидетельствуют об уникальных возможностях работы гелитрона на очень высоких гармониках орбитальной частоты электронов ω_c : вплоть до $n = 96$ прибор имеет приемлемый КПД для генераторов малой мощности в режиме фазовой селекции электронов. Это открывает перспективы применения таких генераторов в миллиметровом диапазоне длин волн. Однако в данном диапазоне вместо высокочастотной многоламельной линии лучше использовать азимутально гофрированный стержень с глубиной продольных канавок $\Delta r = \lambda/4$, что наиболее эффективно в обеспечении теплового режима.

Следует отметить, что при $n \sim 96$ область взаимодействия электромагнитного поля с электронным потоком приближается к плоской: $b_1/b_2 \sim 1,1$. Это соответствует в режиме токооседания

клиноотрону О-типа с типичным для такого прибора КПД = 12 %. Однако у гелитрона два преимущества: эту область взаимодействия электронный поток проходит многократно (электроны вращаются по азимуту) и не требуется массивная магнитная система фокусировки. Результаты экспериментов для $n = 1$ в режиме отсутствия токооседания хорошо коррелируют с полученными на экспериментальном макете гелитрона данными. Это свидетельствует о приемлемой достоверности используемой модели гелитрона.

Заключение

Анализ результатов проведенных исследований свидетельствует об уникальных возможностях работы гелитрона на очень высоких гармониках орбитальной частоты электронов: вплоть до $n = 96$ прибор имеет приемлемый КПД для генераторов малой мощности в режиме фазовой селекции электронов. Это открывает перспективы применения гелитронов в качестве генераторов малой мощности с возможностью электрической перестройки орбитальной частоты электронов в различных диапазонах длин волн, включая миллиметровый диапазон.

Список литературы

1. Watkins, D. A. The Helitron Oscillator / D. A. Watkins, G. Wada // Proceedings of the IRE. 1958. Vol. 46, No 10. P. 1700–1712.
2. Кураев, А. А. Стартовые условия в генераторах Е-типа / А. А. Кураев, Б. Н. Романов, В. Н. Шевчик // Радиотехника и электроника. 1964. Т. 9, № 6. С. 983–993.
3. Pantell, R. H. Small-Signal Analysis of the Helitron Oscillator / R. H. Pantell // IRE Trans. 1960. ED-7, No 1. P. 20–34.
4. Nunn, W. M. Some Characteristics of Certain Electrostatically-Focused Devices / W. M. Nunn, J. E. Rowe // Proceedings of the IRE. 1962. Vol. 50, No 1. P. 110–121.
5. Wada, G. Design, Theory and Characteristics of the Helitron – a New Type of Microwave Oscillator / G. Wada, R. H. Pantell // I.R.E. Wescon Convent. Rec. 1959. Vol. 3, No 3. P. 92–118.
6. Lindsay, P. A. Some General Properties of E-Type Devices / P. A. Lindsay, J. Caunter // Mikrowellen, Vortrage der Internationalen Tagung. 1960. Vol. 1. P. 224–241.
7. Кураев, А. А. Сверхвысокочастотные приборы с периодическими электронными потоками / А. А. Кураев. Минск: Наука и техника, 1971. 312 с.
8. Генератор на циклотронном резонансе: пат. Респ. Беларусь № 11964; опубл. 11.07.2007 / А. А. Кураев, А. С. Рудницкий, А. К. Синицын.
9. Чернов, З. С. Методы фокусировки электронов в современных приборах СВЧ / З. С. Чернов // Радиотехника и электроника. 1958. Т. 3, № 10. С. 1227–1235.
10. Карцев, В. П. Приклучение великих уравнений / В. П. Карцев. М.: Знание, 1971. 317 с.
11. Викулов, И. Н. Вакуумная СВЧ-электроника в США. Состояние и тенденции развития / И. Н. Викулов, Н. И. Кучаева // Электроника: наука, технология, бизнес. 2007, № 5. С. 66–71.

References

1. Watkins D. A., Wada G. (1958) The Helitron Oscillator. *Proceedings of the IRE*. 46 (10), 1700–1712.
2. Kurayev A. A., Romanov B. N., Shevchik V. N. (1964) Initial Conditions in E-type Generators. *Radio Engineering and Electronics*. 9 (6), 983–993 (in Russian).
3. Pantell R. H. (1960) Small-Signal Analysis of the Helitron Oscillator. *IRE Trans*. ED-7 (1), 20–34.
4. Nunn W. M., Rowe J. E. (1962) Some Characteristics of Certain Electrostatically-Focused Devices. *Proceedings of the IRE*. 50 (1), 110–121.
5. Wada G., Pantell R. H. (1959) Design, Theory and Characteristics of the Helitron – a New Type of Microwave Oscillator. *I.R.E. Wescon Convent. Rec.* 3 (3), 92–118.
6. Lindsay P. A., Caunter J. (1960) Some General Properties of E-Type Devices. *Mikrowellen, Vortrage der Internationalen Tagung*. 1, 224–241.
7. Kurayev A. A. (1971) *Microwave Devices with Periodic Electron Flows*. Minsk, Science and Technology. 312 (in Russian).
8. Kurayev A. A., Rudnitsky A. S., Sinitsyn A. K. (2007) *Cyclotron Resonance Generator*. Patent of the Republic of Belarus No 11964, Publ. 11.07.2007 (in Russian).
9. Chernov Z. S. (1958) Methods of Focusing Electrons in Modern Microwave Devices. *Radio Engineering and Electronics*. 3 (10), 1227–1235 (in Russian).

10. Kartsev V. P. (1971) *The Adventure of Great Equations*. Moscow, Znanie Publ. 317 (in Russian).
11. Vikulov I. N., Kuchaeva N. I. (2007) Vacuum Microwave Electronics in the USA. Status and Development Trends. *Electronics: NT Electronics: Science, Technology, Business B.* (5), 66–71 (in Russian).

Вклад авторов

Авторы внесли равный вклад в написание статьи.

Authors' contribution

The authors contributed equally to the writing of the article.

Сведения об авторах

Кураев А. А., д-р физ.-мат. наук, проф., проф. каф. информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Матвеев В. В., канд. физ.-мат. наук, доц., доц. каф. 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/10.35596/1729-7648-2023-21-6-45-52>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.13

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМ СВЯЗИ С МНОГОПОЗИЦИОННЫМИ ВИДАМИ МОДУЛЯЦИИ И МНОГОКАСКАДНЫМ СОСТАВНЫМ КОДИРОВАНИЕМ

Э. Б. ЛИПКОВИЧ, В. В. РАБЦЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 01.06.2023

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

Аннотация. Предложены аналитические соотношения и методика расчета показателей эффективности систем связи и мультимедийного вещания, использующие многопозиционные виды модуляции (КАМ-М, ФМ-М, ЧМ-М, ЧМС-М, АМ-М, ОФМ-М) и многокаскадное последовательное кодирование на базе несистематических сверточных кодов и недвоичных блочных кодов Рида-Соломона. Полученные расчетные соотношения служат для исследований помехоустойчивости, исправляющей способности, энергетической и информационной эффективности систем в зависимости от требований к достоверности приема, формату модуляции, типу используемых кодов и их параметрам. Расчет характеристик по приведенным формулам проводится в замкнутом для анализа виде и не требует при исследовании эффективности составных кодов применения сложных процедур компьютерного моделирования.

Ключевые слова: помехоустойчивость, составное кодирование, эффективность декодирования.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Липкович, Э. Б. Методика расчета эффективности систем связи с многопозиционными видами модуляции и многокаскадным составным кодированием / Э. Б. Липкович, В. В. Рабцевич // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-45-52>.

A METHOD FOR CALCULATION OF THE EFFICIENCY OF COMMUNICATION SYSTEMS WITH MULTIPLE MODULATION TYPES AND MULTI-STAGE COMPOSITE CODING

EDUARD B. LIPKOVICH, VIOLETTA V. RABTSEVICH

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

Submitted 01.06.2023

Abstract. Analytical relations and a methodology for calculating the performance indicators of communication and multimedia broadcasting systems using multi-position modulation types (QAM-M, FM-M, FM-M, CHMS-M, AM-M, OFM-M) and multi-stage coding based on non-systematic convolutional codes and non-binary block Reed-Solomon codes are proposed. The relations obtained are common for studies of noise immunity, corrective capacity, energy and information efficiency of systems, depending on the requirements for reception reliability, modulation format, type of codes used and their parameters. The calculation of the characteristics of systems with cascade composite coding is carried out in a closed form and does not require the use of complex computer simulation procedures.

Keywords: noise immunity, composite coding, decoding efficiency.

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

For citation. Lipkovich E. B., Rabtsevich V. V. (2023) A Method for Calculating of the Efficiency of Communication Systems with Multiple Modulation Types and Multi-Stage Composite Coding. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 45–52. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-45-52> (in Russian).

Введение

Среди множества задач, решаемых при разработке цифровых систем интерактивной связи, наземного и спутникового мультимедийного вещания, первостепенной задачей является обеспечение высокой помехоустойчивости, энергетической, спектральной и информационной эффективности. Совершенствование характеристик этих систем во многом определяется применением многопозиционных видов модуляции и канального помехоустойчивого кодирования с различными видами кодов и способами декодирования. Мощный инструмент в улучшении помехоустойчивости и энергетической эффективности – каскадное кодирование, предложенное Д. Форни [1]. Теоретические исследования каскадных кодов, как правило, проводятся для двух-каскадных конструкций численными методами компьютерного моделирования с привязкой расчетов к конкретным видам модуляции, типам и параметрам кодов. Полученные результаты исследований представляются в виде графических зависимостей или табличных значений [2]. Однако эта методика не позволяет использовать полученные результаты при других исходных данных и выполнять анализ характеристик систем в замкнутом для расчетов виде. Кроме того, проводимые исследования существенно осложняются с ростом числа каскадов, типов кодов и их соединений в кодовой конструкции. В [3] предложены аналитические модели, позволяющие в общем случае рассчитывать характеристики систем с N -каскадным сверточным кодированием (СК) и M -позиционной модуляцией.

Цель исследований авторов – разработка математических соотношений и методики расчета эффективности систем связи, использующих многопозиционные виды модуляции и составное многокаскадное кодирование на базе разнотипных по структуре сверточных и блочных кодов Рида-Соломона (РС). Предполагается, что используются гауссовский канал связи, когерентная демодуляция, идеальное перемежение/деперемежение данных, мягкое декодирование для СК и жесткое – для кодов РС.

Расчетные модели

Основываясь на [3], в системах с N -каскадным кодированием и M -позиционной модуляцией взаимосвязь между вероятностью ошибки в информационном бите P_{bN} на выходе приемного устройства и величиной отношения сигнал/шум (ОСШ) h' на выходе демодулятора представляется в следующем виде:

$$P_{bN} = \frac{C_f \mu_{pN}}{q_f R_{pN} \alpha_{pN}} \operatorname{erfc}(\sqrt{\mu_{pN} h'}), \quad (1)$$

где C_f – параметр, зависящий от формата модуляции с $m = \log_2(M)$ (табл. 1); μ_{pN} – результирующая эффективность декодирования

$$\mu_{pN} = \prod_{j=1}^N \mu_{jN} = \mu_{1N} \mu_{2N} \mu_{3N} \dots \mu_{NN}; \quad (2)$$

$q_f = d_0^2/4E_0$ – квадрат коэффициента помехоустойчивости (табл. 1); d_0 – минимальное евклидово расстояние между символами сигнального созвездия; E_0 – средняя энергия сигнала, затрачиваемая на передачу бита информации; f – индекс, указывающий на принятый формат модуляции (табл. 1); R_{pN} – результирующая кодовая скорость для N -ступенчатого декодирования

$$R_{pN} = \prod_{j=1}^N R_{jN} = R_{1N} R_{2N} \dots R_{NN} = (R_1 R_2 R_3 \dots R_N)(R_2 R_3 \dots R_N) R_N = R_1 R_2^2 R_3^3 \dots R_N^N; \quad (3)$$

$h' = E_0/N_0$ – отношение E_0 к спектральной плотности мощности шума N_0 ; μ_{jN} – эффективность декодирования j -й ступени; R_{jN} – кодовая скорость j -й ступени декодирования; $R_j = k_j/n_j$ – кодовая скорость j -го каскада кодирования, номер которого отсчитывается от модулятора в сторону

источника цифрового сигнала; k_j, n_j – число символов на входе и выходе j -го каскада кодирования; $R_{1N} = R_K$ – кодовая скорость кодирования; α_{pN} – параметр, относящийся только к сверточному кодированию при $R_j = 1/n_j$

$$\alpha_{pN} = \prod_{j=1}^N \alpha_j, \quad \alpha_j = n_j - k_j; \quad (4)$$

$\operatorname{erfc}(Z)$ – дополнительный интеграл вероятности

$$\operatorname{erfc}(Z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_Z^{\infty} \exp(-u^2) du \cong \frac{1}{Z\sqrt{\pi}} \cdot 10^{-Z^2/2,3}. \quad (5)$$

Таблица 1. Расчетные формулы для определения значений C_f и q_f систем с M -позиционной модуляцией
Table 1. Calculation formulas for determining values C_f and q_f for systems with M -position modulation

f	Вид модуляции / Modulation type	C_f	q_f
1	КАМ-М, $m = 2, 4, 6, \dots$	$C_1 = 2(\sqrt{M} - 1)/m\sqrt{M}$	$q_1 = 3m/2(M - 1)$
2	КАМ-М, $m = 3, 5, 7, \dots$	$C_2 = 2/m$	$q_2 = 3m/1,9(M - 0,5)$
3	ФМ-2 (BPSK), $m = 1$	$C_3 = 0,5$	$q_3 = 1$
4	ФМ-М, $m \geq 2$	$C_4 = 1/m$	$q_4 = m\sin^2(\pi/M)$
5	ЧМ-М, $m \geq 1$	$C_5 = M/4$	$q_5 = m/2$
6	МЧС-М, $m \geq 1$	$C_6 = 0,5$	$q_6 = m/2$
7	АМ-М, $m \geq 1$	$C_7 = (M - 1)/mM$	$q_7 = 3m/(M^2 - 1)$
8	ОФМ-М, $m = 1$	$C_8 = 0,5$	$q_8 = 0,803$
9	ОФМ-М, $m \geq 2$	$C_9 = 1/m$	$q_9 = m\sin^2(\pi/M\sqrt{2})$

С учетом (5) уравнение (1) приводится к виду

$$P_{bN} = \frac{C_f \sqrt{\mu_{pN}}}{q_f R_{pN} \alpha_{pN} \sqrt{\pi h'}} \cdot 10^{-\mu_{pN} h'/2,3}. \quad (6)$$

В системах с N -каскадным сверточным кодированием результирующая эффективность декодирования (2) определяется следующим образом:

$$\mu_{pN}^{\text{СК}} = (q_f d_{C1} \beta_{1N}^{\text{СК}} R_{1N}^{\text{СК}}) (d_{C2} \beta_{2N}^{\text{СК}} R_{2N}^{\text{СК}}) \dots (d_{CN} \beta_{NN}^{\text{СК}} R_{NN}^{\text{СК}}), \quad (7)$$

где d_{Cj} – свободное расстояние кода; $\beta_{jN}^{\text{СК}}$ – множитель эффективности декодирования j -й ступени в зависимости от P_{bj} на ее выходе

$$\beta_{jN}^{\text{СК}} = 1 / \left[1 + \frac{\lg(R_{jN}^{\text{СК}} d_{Cj})}{\alpha_{jN} (-\lg P_{bj})} \right] \cdot \left[1 + \frac{\exp(\lg P_{bj})}{1 - R_{jN}^{\text{СК}}} \right]. \quad (8)$$

Согласно (8), величина $\beta_{jN}^{\text{СК}}$ может изменяться от значений, близких к единице при $P_{bj} \rightarrow 0$, до долей единицы с ростом ошибок. Эта зависимость приводит к существенному снижению эффективности декодирования (7) отдельных ступеней и, прежде всего, первых, работающих с высоким уровнем ошибок.

В табл. 2 приведены значения d_{Cj} для сверточных кодов с $R_j = 1/n_j$ и перфорированных кодов с $R_j = (n_j - 1)/n_j$ в зависимости от длины кодового ограничения K_j при использовании оптимальных порождающих полиномов, определяющих структуру построения кодера. Их значения в восьмеричной форме записи для кодера с $R_j = 1/2$ при K , равном 5, 7 и 9, составляют (37, 23), (171, 133) и (753, 561), для кодера с $R_j = 1/3$ – (37, 33, 25), (171, 165, 133) и (557, 663, 711) соответственно. Поскольку значения R_j перфорированных кодов могут адаптивно изменяться, при использовании составного кодирования с СК можно получить большой набор кодовых скоростей. Для кодов с $R_j = 1/3$, согласно (4), $\alpha_{jN} = 2$.

Таблица 2. Значения свободного расстояния сверточного кода
Table 2. Convolution code free distance values

K_j	Значение d_{Cj} для K_j при кодовой скорости R_j / Values d_{Cj} for K_j at code rate R_j					
	1/3	1/2	2/3	3/4	5/6	7/8
5	12	8	5	4	3	2
7	15	10	7	5	4	3
9	18	12	8	6	5	4

Если кодовая конструкция строится на базе кодов РС с максимально достижимым расстоянием, то результирующая эффективность декодирования:

$$\mu_{pN}^{PC} = (q_f \beta_{1N}^{PC} (t_1 + 1) R_{1N}^{PC}) (\beta_{2N}^{PC} (t_2 + 1) R_{2N}^{PC}) \dots (\beta_{NN}^{PC} (t_N + 1) R_{NN}^{PC}), \quad (9)$$

где $t_j = \text{int}(n_j^{PC} - k_j^{PC}) / 2$ – количество исправляемых символов j -й ступенью декодирования; $n_j^{PC} = (2^{l_j} - 1)$ – общее число символов в кодовом слове; l_j – число бит в символе; $k_j^{PC} = n_j^{PC} - d_{mj} + 1$ – число информационных символов; $d_{mj} = 2t_j + 1$ – минимальное кодовое расстояние Хэмминга.

Для кодов РС выполняются условия $1 \leq k_j^{PC} \leq (n_j^{PC} - 2)$ и $(n_j^{PC} - 1) / 2 \geq t_j \geq 1$. Множитель эффективности декодирования j -й ступени кода РС определяется по формуле

$$\beta_{jN}^{PC} = 1 / \left[1 + \frac{2 \lg(R_{jN}^{PC} d_{mj})}{-\lg P_{bj}} \right] \cdot \left[1 + \lg \left(\frac{t_j}{(1 - R_{jN}^{PC})(-\lg P_{bj})} \right) + \frac{R_{jN}^{PC} \exp(\lg P_{bj})}{\sqrt{2}(1 - R_{jN}^{PC})} \right]. \quad (10)$$

Анализ выражений (10) и (8) показывает, что в зоне грубых ошибок ($P_{bj} = 10^{-2} \dots 10^{-4}$) множитель β_{jN}^{PC} заметно меньше β_{jN}^{CK} , и эффективность $\mu_{jN}^{PC} \leq \mu_{jN}^{CK}$. Поэтому использовать коды РС в первой ступени с низкой эффективностью декодирования нежелательно. В области квазибезошибочного приема значения β_{jN}^{PC} и μ_{jN}^{PC} растут, что при $(t_j + 1) \geq d_{Cj}$ обеспечивает преимущества кода РС над СК. Если в составной кодовой конструкции используется комбинация разнотипных кодов, то μ_{pN} определяется на основании расчетов μ_{jN} отдельных ступеней по (7) и (8) для СК, или по (9) и (10) – для кода РС.

Применив к (6) метод последовательных приближений, получим общее выражение для определения ОСШ системы с N -каскадным кодированием и M -позиционной модуляцией, при котором на выходе требуемой ступени декодирования ($j \leq N$) реализуется заданная вероятность ошибки P_{bj} :

$$h'_j = \frac{2,3}{\mu_{pj}} \cdot \left(D_j - \lg \sqrt{2,3(D_j - V_j) / \mu_{pj}} \right); \quad (11)$$

$$D_j = -\lg P_{bj} + \lg(\chi_j \sqrt{\mu_{pj}}); \quad V_j = 0,5 \lg(2,3 D_j / \mu_{pj}); \quad (12)$$

$$\chi_j = C_f / (q_f \alpha_{pj} R_{pj} \sqrt{\pi}). \quad (13)$$

Согласно (11)–(13), для снижения ОСШ и, следовательно, повышения помехоустойчивости приема необходимо увеличивать μ_{pj} и уменьшать D_j . Эти требования можно обеспечивать применением эффективных кодов, увеличением их числа в кодовой конструкции и выбором режима работы первой ступени декодирования в области грубых ошибок, исправление которых возлагается на последующие ступени. Вместе с тем по мере наращивания числа ступеней сокращается вносимый выигрыш в ОСШ каждой из них и снижается спектральная эффективность системы, что связано с уменьшением кодовой скорости и энергии в информационном символе. Поэтому в процессе формирования кодовой структуры необходимо выбирать параметры кодов и порядков их размещения в конструкции таким образом, чтобы обеспечивались максимальные значения R_{pN} (3) и μ_{pN} (2). Это означает, что наиболее избыточный код в составной конструкции должен принадлежать первой ступени декодирования, а малоизбыточный – последней.

Если в (11)–(13) принять $\mu_{pj} = q_f$ и учесть, что $R_{pj} = \alpha_{pj} = 1$, то получим формулу для расчета ОСШ в отсутствие кодирования

$$h'_0 = \frac{2,3}{q_f} \cdot \left(A - \lg \sqrt{2,3(A - V_0) / q_f} \right), \quad (14)$$

где

$$A = -\lg P_{b0} + \lg(C_f / \sqrt{q_f \pi}); \quad V_0 = 0,5 \lg(2,3A / q_f); \quad (15)$$

P_{b0} – вероятность ошибки на выходе демодулятора, значение которой, согласно (6), при $\mu_{pj} = q_f$ определяется как:

$$P_{b0} = \frac{C_f}{\sqrt{q_f \pi h'_0}} \cdot 10^{-q_f h'_0 / 2,3}. \quad (16)$$

Воспользовавшись (11)–(15), получим формулу для определения энергетического выигрыша от кодирования (ЭВК) по сравнению с режимом без кодирования при одинаковых видах модуляции и вероятностях ошибок ($P_{b0} = P_{bj}$) на выходах устройств:

$$\Delta G_{0j} = 10 \lg(h'_0 / h'_j) = 10 \lg(\mu_{pj} \xi_{0j} / q_f), \quad (17)$$

где

$$\xi_{0j} = \left(A - \lg \sqrt{2,3(A - V_0) / q_f} \right) / \left(D_j - \lg \sqrt{2,3(D_j - V_j) / \mu_{pj}} \right). \quad (18)$$

Из соотношений (17), (18) видно, что ΔG_{0j} зависит от числа исходных ступеней декодирования и определяется в основном результирующей эффективностью μ_{pj} . При вероятности $P_{bj} \rightarrow 0$ значения $\xi_{0j} \rightarrow 1$ и $\beta_{jN} \rightarrow 1$. В этих условиях ЭВК стремится к асимптотическому пределу, который для СК и кода РС определяется по формулам:

$$\Delta G_{0j}^{\text{СК}} = 10 \lg \left[\prod_{j=1}^N d_{Cj} R_{jN}^{\text{СК}} \right]; \quad \Delta G_{0j}^{\text{РС}} = 10 \lg \left[\prod_{j=1}^N (t_j + 1) R_{jN}^{\text{РС}} \right]. \quad (19)$$

На основании соотношений (11)–(13) для h'_j рассчитывается энергетическая эффективность, вносимая отдельными ступенями декодирования:

$$\Delta G_{ji} = 10 \lg(h'_j / h'_i), \quad (20)$$

где h'_j, h'_i – значения ОСШ, определяемые по (11)–(13), при которых на выходах j -й и i -й ступеней декодирования обеспечивается $P_{bj} = P_{bi}$ для $i \neq j$.

Используя (6) при $\mu_{pN} = q_f R_{1N}$, получим формулу для расчета вероятности ошибки при кодировании на входе первой ступени декодирования

$$P_{b\text{вх}} = \frac{C_f}{\alpha_{pN} \sqrt{q_f R_{1N} \pi h'_j}} \cdot 10^{-q_f R_{1N} h'_j / 2,3}. \quad (21)$$

Из сравнения (16) и (21) следует, что в системах с кодированием вследствие вносимой избыточности в цифровой поток отношение $P_{b\text{вх}}$ к P_{b0} растет с уменьшением кодовой скорости R_{1N} и увеличением h'_j . Принимая во внимание (21) и (6), запишем выражение для определения исправляющей способности первой ступени декодирования при N -каскадном кодировании и независимости ошибок в кодовой комбинации

$$I_1 = P_{b\text{вх}} / P_{b1} = \sqrt{q_f R_{1N} / \mu_{1N}} \cdot 10^{h'_j (\mu_{1N} - q_f R_{1N}) / 2,3}, \quad (22)$$

где P_{b1} – вероятность ошибки на выходе первой ступени декодирования.

Из (22) с учетом (2) следует, что при $d_{C1} \beta_{1N}^{\text{СК}} \leq 1$ или при $(t_1 + 1) \beta_{1N}^{\text{РС}} \leq 1$ исправление ошибок первой ступеню декодирования отсутствует, и $I_1 \leq 1$. В системах с каскадным кодированием расчет ОСШ, при котором обеспечивается требуемая достоверность приема, осложняется необходимостью знания P_{bj} на выходах каждой из ступеней декодирования, что является условием для определения β_{jN} , μ_{jN} и μ_{pj} . Взаимосвязь между искомым значением $P_{b(j-1)}$ на выходе $(j-1)$ -й ступени и известным P_{bj} на выходе j -й ступени следующая:

$$-\lg P_{b(j-1)} = \frac{-\lg P_{bj} + \lg(\chi_j \mu_{pj} / \sqrt{2,3(D_j - V_j)})}{\mu_{jN}} - \lg \left(\frac{\chi_{(j-1)} \mu_{p(j-1)}}{\sqrt{2,3(D_{(j-1)} - V_{(j-1)})}} \right). \quad (23)$$

Соотношение (23) является неявным, поскольку в нем μ_{pj} и $\mu_{p(j-1)}$ не определены и зависят от P_{bj} . Поэтому методика расчета систем с $N \geq 2$ состоит в предварительном вычислении всех составляющих μ_{pj} с использованием приближения

$$-\lg P_{b(j-1)} = \left[\left(-\lg P_{bj} + \lg \chi_j \right) / \mu_{jN} \right] - \lg \chi_{(j-1)}. \quad (24)$$

После этого следует уточняющий расчет μ_{pj} по (23) и определение ОСШ по (11)–(13). Для рассчитанного ОСШ вычисляется информационная эффективность системы

$$\eta_{\text{инф}} = B_0 / C = 0,3 \gamma_C / \lg(1 + mR_{1N}h'_j), \quad (25)$$

где B_0 – информационная скорость, бит/с; C – пропускная способность канала связи по критерию Шеннона, бит/с; $\gamma_C = mR_{1N}/b_p$ – спектральная эффективность, бит/(с·Гц); $b_p = \Delta f_K / \Delta f_{\Pi}$ – отношение полосы частот Δf_K на канал к полосе частот Δf_{Π} , занимаемой сигналом.

Результаты аналитических расчетов

На основании полученных соотношений рассчитаны показатели систем для одно-, двух- и трехкаскадных кодовых конструкций с различным сочетанием кодов и их параметров. В табл. 3 для КАМ-4 приведены значения ОСШ, ЭВК, $-\lg P_{b\text{вх}}$ и $\eta_{\text{инф}}$ в зависимости от P_{b1} для однокаскадного кодирования с использованием СК ($R_1 = 7/8$, $K_1 = 9$, $d_{C1} = 4$) и кода РС ($R_1 = 111/127$, $t_1 = 8$) при равных для них значениях спектральных эффективностей.

Таблица 3. Показатели систем с однокаскадным сверточным кодом (СК) и кодом Рида-Соломона (РС)
Table 3. Indicators of systems with single-stage convolutional code (CC) and Reed-Solomon (RS) code

Параметр / Parameter	Вероятность ошибки / Error probability									
	10 ⁻²		10 ⁻⁴		10 ⁻⁶		10 ⁻⁸		10 ⁻¹⁰	
	СК/СС	РС/РС	СК	РС	СК	РС	СК	РС	СК	РС
h_1 , дБ	3,810	4,650	4,750	5,660	6,000	6,520	7,170	7,250	8,120	7,860
ΔG_{01} , дБ	0,710	-0,130	3,680	2,770	4,540	4,080	4,800	4,720	4,940	5,200
$-\lg P_{b\text{вх}}$	1,630	1,860	1,900	2,210	2,340	2,550	2,860	2,900	3,400	3,240
$\eta_{\text{инф}}$	0,732	0,668	0,661	0,602	0,582	0,554	0,522	0,518	0,480	0,490

Согласно табл. 3, в области заметных и умеренных ошибок ($P_{b1} \geq 10^{-8}$) преимущества по всем показателям имеет СК, в области меньших ошибок – код РС.

В табл. 4 для КАМ-4 приведены значения энергетической и информационной эффективностей систем с двухкаскадным кодированием по схемам декодирования СК + РС и СК + СК для принятых выше параметров. Согласно табл. 4, все показатели при двухкаскадном кодировании заметно улучшены и менее зависимы от значения ошибок. В области $P_{b2} \geq 10^{-8}$ преимущества имеет схема СК + СК, в области меньших ошибок – схема СК + РС. Если в комбинированной кодовой конструкции поменять местами СК и код РС, сделав его внутренним кодом, то значения ОСШ по сравнению со схемой СК + РС при $p_{bj} = 10^{-2} \dots 10^{-8}$ ухудшаются на 1,1 дБ.

Таблица 4. Показатели систем для схем с двухкаскадным кодированием
Table 4. System indicators for schemes with two-stage coding

Параметр / Parameter	Вероятность ошибки / Error probability									
	10 ⁻²		10 ⁻⁴		10 ⁻⁶		10 ⁻⁸		10 ⁻¹⁰	
	СК+РС	СК+СК	СК+РС	СК+СК	СК+РС	СК+СК	СК+РС	СК+СК	СК+РС	СК+СК
h_2 , дБ	3,460	3,130	3,700	3,500	3,950	3,830	4,210	4,250	4,470	4,660
ΔG_{02} , дБ	1,060	1,390	4,730	4,930	6,590	6,710	7,760	7,720	8,590	8,400
ΔG_{12} , дБ	-0,030	0,30	1,350	1,550	2,570	2,690	3,510	3,470	4,210	4,020
$\eta_{\text{инф}}$	0,714	0,744	0,694	0,711	0,674	0,684	0,654	0,651	0,635	0,622

В табл. 5 для КАМ-4 и трехкаскадного сверточного кодирования с одноступенными параметрами ($R_1 = R_2 = R_3 = 7/8$ и $d_{M1} = d_{M2} = d_{M3} = 4$) приведены значения ОСШ при использовании одной, двух и трех ступеней декодирования. Согласно табл. 5, требуемые значения h_j для обеспечения P_{bj} с увеличением числа ступеней снижаются и повышается крутизна кривых помехоустойчивости. Однако энергетический выигрыш, вносимый каждой ступенью, уменьшается. При $P_{bj} = 10^{-10}$ выигрыш за счет второй ступени составил $h_1 - h_2 = 4,09$ дБ, за счет третьей – $h_2 - h_3 = 2,01$ дБ. Благодаря снижению ОСШ информационная эффективность $\eta_{инф} = 0,7$.

Таблица 5. Зависимость отношения сигнал/шум и энергетического выигрыша от кодирования для трехкаскадного кодирования

Table 5. Dependence of the signal-to-noise ratio and the energy gain from coding for three-stage coding

Параметр / Parameter	Вероятность ошибки / Error probability				
	10^{-2}	10^{-4}	10^{-6}	10^{-8}	10^{-10}
h_3 , дБ	2,90	3,00	3,03	3,08	3,13
h_2 , дБ	3,10	3,55	4,10	4,62	5,14
h_1 , дБ	3,56	5,49	7,05	8,27	9,23
ΔG_{03} , дБ	1,62	5,43	7,51	8,89	9,93
ΔG_{13} , дБ	0,91	1,75	2,97	4,09	4,99
ΔG_{23} , дБ	0,23	0,50	0,80	1,17	1,53

В табл. 5 также приведены значения ЭВК при трехкаскадном кодировании и декодировании, которые можно сравнить со значениями для устройств без кодирования ΔG_{03} , с однокаскадным ΔG_{13} (табл. 3) и двухкаскадным ΔG_{23} (табл. 4) кодированием. Согласно табл. 5, с уменьшением P_{bj} и увеличением числа каскадов значения ЭВК растут и при $P_{bj} = 10^{-10}$ составляют: $\Delta G_{03} = 9,93$ дБ, $\Delta G_{13} = 4,99$ дБ и $\Delta G_{23} = 1,53$ дБ. Таким образом, энергетический выигрыш от наращивания числа каскадов в кодовой конструкции увеличивается, причем тем заметнее, чем выше требования к достоверности приема. Однако приращение ЭВК по мере увеличения числа каскадов сокращается.

Заключение

1. Предложены аналитические соотношения для определения помехоустойчивости, исправляющей способности, энергетической и информационной эффективностей систем связи с M -позиционной модуляцией и N -каскадным составным кодированием, использующим разнотипные по структуре сверточные и блочные коды Рида-Соломона.

2. Соотношения представлены в компактном и общем для исследований виде благодаря введению в рассмотрение коэффициентов, определяющих параметры модуляции (табл. 1), и множителей эффективностей декодирования сверточных кодов (формула (8)) и кодов Рида-Соломона (10), функционально зависящих от вероятностей ошибок на их выходах.

3. Определены требования к формированию структуры составной конструкции для минимизации отношения сигнал/шум. Представлены исследования характеристик систем с одно-, двух- и трехкаскадным кодированием и показано, что усложнение конструкций с $N \geq 3$ предпочтительно в системах, требующих высокую достоверность приема.

Список литературы

1. Форни, Д. Каскадные коды / Д. Форни. Пер. с англ. М.: Мир, 1970.
2. Золотарев, В. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы / В. В. Золотарев, Г. В. Овечкин. М.: Горячая линия – Телеком, 2004.
3. Липкович, Э. Б. Аналитическая модель расчета помехоустойчивости систем связи с многопозиционными видами модуляции и сверточным кодированием / Э. Б. Липкович, А. А. Серченя // Электросвязь. 2020. № 10. С. 62–66.

References

1. Forni D. (1970) *Kaskadnyye Kody*. Moscow, Mir Publ. (in Russian).
2. Zolotarev V. V., Ovechkin G. V. (2004) *Noise-Correcting Coding. Methods and Algorithms*. Moscow, Hotline – Telecom Publ. (in Russian).
3. Lipkovich E. B., Serchenya A. A. (2020) Analytic Model for Calculating the Noise Immunity of Communication Systems with Multi-Position Modulation Types and Convolutional Coding. *Electrosvyaz*. (10), 62–66 (in Russian).

Вклад авторов

Липкович Э. Б. предложил аналитические модели расчета.

Рабцевич В. В. осуществила моделирование характеристик систем с каскадным кодированием.

Authors' contribution

Lipkovich E. B. proposed the analytical calculation models.

Rabtsevich V. V. carried out modeling of the characteristics of systems with cascade coding.

Сведения об авторах

Липкович Э. Б., доц. каф. инфокоммуникационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Рабцевич В. В., ст. преп. каф. 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 17 293-88-19
E-mail: rabcevichv@bsuir.by
Рабцевич Виолетта Викторовна

Information about the authors

Lipkovich E. B., Associate Professor at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Rabtsevich V. V., Senior Lecturer 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 17 293-88-19
E-mail: rabcevichv@bsuir.by
Rabtsevich Violetta Viktorovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-53-60>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

ЗАЩИТА ОТ ИМИТИРУЮЩИХ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ КОГЕРЕНТНОГО НАКОПЛЕНИЯ И ИМПУЛЬСНОГО ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА СО СЛУЧАЙНОЙ НАЧАЛЬНОЙ ФАЗОЙ

С. Р. ГЕЙСТЕР¹, ЦЯНЬЛАНЬ ХУАН²

¹ОАО «АЛЕВКУРП» (г. Минск, Республика Беларусь)

²Национальный университет оборонных технологий (г. Чанша, Китайская Народная Республика)

Поступила в редакцию 30.06.2023

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

Аннотация. Противоборство радиолокационных станций и систем радиоэлектронного подавления приводит к постоянному совершенствованию обеих противодействующих сторон на все более высоком уровне по мере развития электроники. Противоборство многогранно, поэтому успех каждой из этих сторон определяется в первую очередь полнотой анализа и правильностью принимаемых системных решений. Иногда в погоне за качеством принимаются решения, дающие успех в одном и провал в другом. Одним из таких примеров является переход к построению радиолокационных станций на принципах истинной когерентности. В статье показана проблема защиты радиолокационных станций с истинной когерентностью от имитирующих помех. Представлен способ защиты от «ближних» имитирующих помех, являющихся наиболее опасными и формируемых между радиолокационной станцией и летательным аппаратом, оснащенным системой радиоэлектронного подавления. Способ основан на сочетании импульсного зондирующего сигнала со случайной начальной фазой и когерентного межпериодного накопления принятого сигнала.

Ключевые слова: защита радиолокатора, имитирующие помехи, зондирующий сигнал, случайная начальная фаза.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Гейстер, С. Р. Защита от имитирующих помех на основе когерентного накопления и импульсного зондирующего сигнала со случайной начальной фазой / С. Р. Гейстер, Цяньлань Хуан // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 53–60. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-53-60>.

PROTECTION AGAINST SIMULATING INTERFERENCE BASED ON COHERENT STORAGE AND PULSED PROBING SIGNAL WITH A RANDOM INITIAL PHASE

SERGEY R. HEISTER, QIANLAN HUANG

¹JSC “ALEVKURP” (Minsk, Republic of Belarus)

National University of Defense Technology (Changsha, People’s Republic of China)

Submitted 30.06.2023

Abstract. The confrontation between radar stations and radio electronic countermeasure systems leads to constant advancements on both sides as electronics continue to develop. This multifaceted confrontation determines the success of each side primarily based on the comprehensiveness of analysis and the correctness of the adopted

system decisions. Occasionally, decisions are made in pursuit of quality, resulting in success in one aspect but failure in another. One such example is the transition to building radar stations based on true coherence principles. This work highlights the issue of protecting radar stations with true coherence from simulative interference. A method is presented for protecting against “near” simulative interference, which is the most dangerous and is generated between the radar stations and an aerial vehicle equipped with a radio electronic countermeasure systems. The method is based on combining an impulse probing signal with a random initial phase and coherent inter-period accumulation of the received signal.

Keywords: radar protection, simulating interference, probing signal, random initial phase.

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

For citation. Heister S. R., Qianlan Huang (2023) Protection Against Simulating Interference Based on Coherent Storage and Pulsed Probing Signal with a Random Initial Phase. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 53–60. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-53-60> (in Russian).

Введение

Когерентная межпериодная обработка принятого сигнала включает когерентную компенсацию мешающих отражений и когерентное межпериодное накопление. Когерентное межпериодное накопление (спектральный анализ) принятого сигнала существенно повышает помехозащищенность радиолокационной станции (РЛС) при воздействии активных шумовых помех и радиотехническую скрытность РЛС в целом.

За последние 50–70 лет выполнен переход от передатчиков генераторного типа (например, на основе магнетрона) к передатчикам типа «усилительная цепочка», использующим высокостабильный задающий генератор. Мешающие отражения от местных предметов, гидрометеоров и дипольных отражателей могут быть скомпенсированы [1] только при обеспечении межпериодной когерентности принятых мешающих отражений:

– в РЛС с передатчиком генераторного типа (в РЛС с псевдокогерентностью) это обеспечивается путем фазирования гетеродина приемника мощным сигналом мешающих отражений или зондирующим сигналом (ЗС), часть которого ответвляется в цепь фазирования;

– в РЛС с передатчиком типа «усилительная цепочка» (в РЛС с истинной когерентностью) с высокостабильным генератором, сигнал которого используется для формирования гетеродинового сигнала.

В результате перехода к РЛС с истинной когерентностью было обеспечено создание высокопотенциальных РЛС с квазинепрерывным ЗС, имеющим высокую защищенность от мешающих отражений. Однако квазинепрерывный сигнал, наряду с существенными достоинствами, имеет ряд недостатков. Во-первых, невозможность изменения параметров ЗС (несущей частоты, периода повторения, параметров внутриимпульсной модуляции) в течение интервала когерентного накопления. Это обусловлено тем, что любые изменения характеристик квазинепрерывного зондирующего сигнала вызывают изменения межпериодной структуры мешающих отражений, принятых с разных интервалов однозначности по дальности, с соответствующим снижением качества компенсации. Во-вторых, фиксированные параметры ЗС в течение интервала когерентного накопления позволяют постановщику помех сформировать наиболее проблемные «ближние» имитирующие помехи в интервале между РЛС и постановщиком.

Таким образом, переход в РЛС к «истинной» когерентности исключил из системного проектирования РЛС саму мысль о возможности использования случайной начальной фазы ЗС в интересах защиты от помех. Целесообразность применения случайной начальной фазы в импульсном зондирующем сигнале для защиты от имитирующих помех была определена и предложена для использования в некогерентных РЛС с фазированием когерентного гетеродина тракта приема профессором С. Р. Гейстером более 20 лет назад.

В настоящее время уровень защиты РЛС от имитирующих помех с когерентным ЗС остается низким [2], что обусловлено высоким качеством воспроизведения зондирующего сигнала современными системами радиоэлектронного подавления (РЭП), использующими технологию «память на радиочастоте». Поэтому проблема защиты РЛС от имитирующих помех по-прежнему крайне актуальна, поскольку именно эти помехи приводят к наиболее существенному нарушению функционирования РЛС на этапах обнаружения и сопровождения.

В статье защита от имитирующих помех рассматривается на примере наиболее общего варианта, которым являются многократные имитирующие помехи (МИП). Эти помехи предназначены для введения в РЛС дезинформации о наличии, количестве и местоположении обнаруживаемых объектов [3–5]. Рассмотрим случай формирования МИП с реального объекта современным типовым передатчиком помех, представляющим собой ретранслятор с набором каналов задержки на управляемых линиях задержки, реализованных в цифровом виде на радиочастоте. В этих каналах одновременно возможно использование фазовых модуляторов, предназначенных для имитации доплеровского частотного сдвига. В результате воздействия МИП в обнаружителе РЛС на различных дальностях формируются сигналы обнаружения реально не существующих ложных объектов, которые могут быть расположены перед реальным объектом («ближние» МИП) или за ним («дальние» МИП). Доплеровские частоты МИП также отличаются.

Математическая модель временной структуры многократной имитирующей помехи

Для формирования «дальних» МИП необходимо задержать ЗС в ретрансляторе реального объекта на интервал времени, сумма которого с удвоенным временем распространения меньше периода повторения зондирующих сигналов. Формирование «ближних» МИП происходит при задержке на интервал времени, сумма которого с удвоенным временем распространения больше периода повторения. Сигналы МИП, принятые РЛС, описываются выражением

$$\mathfrak{S}_g(t) = E_{I_g}(t)U_L(t - t_{I_g}) \exp(i((\omega_0 + \Omega_{ds})t + \phi_{I_g}(t))), \quad (1)$$

где $E_{I_g}(t)$, $\phi_{I_g}(t)$ – законы изменения амплитуды и начальной фазы g -й МИП; $U_L(t) = \sum_{l=1}^L U_{0l} \left(t - \sum_{l \geq 2, q=1}^{l-1} T_{rq} \right) \exp(i(\Delta\omega_l t + \phi_l))$ – комплексный закон модуляции пачки из L одиночных зондирующих сигналов; $U_{0l} \left(t - \sum_{l \geq 2, q=1}^{l-1} T_{rq} \right)$ – комплексный закон модуляции; ϕ_l , $\Delta\omega_l$ – начальная фаза и дополнительный (при условии его реализации) частотный сдвиг l -го одиночного ЗС; T_{rq} – период повторения $(q + 1)$ -го зондирующего импульса (временной интервал между q -м и $(q + 1)$ -м импульсами), причем первый зондирующий импульс начинает излучаться в момент времени $t = 0$; $t_{I_g} = 2r_l/c + \Delta t_g$ – абсолютная задержка g -й МИП, включающая удвоенное время прохождения ЗС к объекту на радиальной дальности r_l , а также задержку в ретрансляторе Δt_g (относительно прихода зондирующего сигнала, из которого формируется помеха) g -й МИП, имитирующую сдвиг МИП по дальности на величину $\Delta r_g = \Delta t_g c/2$; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – круговая средняя несущая частота ЗС; $\Omega_{ds} = 2\pi \frac{2v_r}{\lambda} = 2\pi f_{ds}$ – доплеровская частота ретранслированного сигнала за счет передвижения ретранслятора на реальном объекте с радиальной скоростью v_r относительно РЛС; $\lambda = 2\pi c/(\omega_0 + \Delta\omega_l)$ – длина волны l -го ЗС; G – число МИП.

При постановке «дальних» МИП в каждом l -м зондировании выполняется условие

$$0 \leq \Delta t_g < (T_{rl} - 2r_l/c), \quad (2)$$

где $\Delta t_g = (T_{rl} - 2r_l/c) - \delta t_g$; δt_g – относительный сдвиг по времени g -й МИП, удовлетворяющий условию $\delta t_g \leq T_{rl} - 2r_l/c$.

При постановке «ближних» МИП задержка l -го зондирующего сигнала в ретрансляторе удовлетворяет условию

$$T_{rl} - 2r_l/c < \Delta t_g \leq T_{rl}, \quad (3)$$

где

$$\Delta t_g = (T_{rl} - 2r_l/c) + \delta t_g; \quad (4)$$

δt_g – относительный сдвиг по времени g -й «ближней» МИП, удовлетворяющий условию $\delta t_g \leq 2r_l/c$.

Условие (3) с учетом абсолютной задержки g -й «ближней» МИП $t_{I_g} = 2r_l/c + \Delta t_g$ предполагает приход g -й МИП перед сигналом, отраженным от носителя ретранслятора МИП, в $(l + 1)$ -м зондировании и имитацию объекта, а с учетом (4) – имитацию отраженного сигнала на дальности

$$r_g = \frac{c}{2} \left(\frac{2r_l}{c} + \Delta t_g - T_{rl} \right) = \frac{c}{2} \left(\frac{2r_l}{c} + T_{rl} - \frac{2r_l}{c} + \delta t_g - T_{rl} \right) = \frac{c}{2} \delta t_g. \quad (5)$$

В (5) вычитание T_{rl} из общей задержки обусловлено тем, что сигнал МИП приходит после излучения очередного $(l + 1)$ -го зондирующего импульса.

Закон изменения начальной фазы g -й МИП представляет собой сумму двух компонент

$$\phi_{lg}(t) = \phi_{Mg}(t) + \phi_{Zg}(t), \quad (6)$$

где $\phi_{Mg}(t)$ – закон изменения фазы принятого ЗС в тракте ретранслятора; $\phi_{Zg}(t) = 2\pi c \Delta t_g / \lambda$ – фазовая добавка g -й МИП за счет задержки в ретрансляторе, приводящая к появлению дополнительной доплеровской частоты $\Omega_{Zg} = \frac{2\pi c}{\lambda} \frac{\partial \Delta t_g}{\partial t}$, зависящей от скорости изменения задержки $\partial \Delta t_g / \partial t$ МИП во времени.

На практике сложно создать плавное изменение задержки ретранслируемого сигнала от периода к периоду повторения зондирующих сигналов для одновременной имитации доплеровской частоты и смещения по дальности. Поэтому доплеровская частота МИП, как правило, создается путем фазовой модуляции ретранслируемого сигнала. В связи с этим важно помнить, что с точки зрения приема МИП в РЛС их итоговые «доплеровские» сдвиги по фазе создают как изменения фазы МИП в ретрансляторе, так и изменения времени задержки в приходе МИП в РЛС. Следовательно, возможно проведение отдельного исследования по распознаванию летательного аппарата на фоне МИП по особенностям внесения задержки и фазовой модуляции в МИП при формировании помехи в ретрансляторе.

Варианты управления параметрами зондирующих сигналов для защиты от многократных имитирующих помех

Основными параметрами зондирующего сигнала, управление которыми можно использовать для защиты от имитирующих помех, являются: несущая частота $\omega_{0l} = \omega_0 + \Delta\omega_l$, $l = 1, N$ (l – номер периода повторения); период повторения T_{rl} ; начальная фаза φ_i ; закон внутрипериодной модуляции $U_{0l}(t)$. Для управления можно выбрать один параметр или использовать их сочетание. Скачкообразное изменение первых трех из этих характеристик по случайному закону от периода к периоду повторения ЗС обеспечивает защиту от «ближних» имитирующих помех в интервале однозначности по времени задержки, равному периоду повторения. Использование изменения закона модуляции от периода к периоду накладывает определенные особенности на выбор законов модуляции – законы модуляции в идеале должны обладать свойством взаимной ортогональности при одинаковой длительности.

Одновременно с обеспечением защиты от «ближних» имитирующих помех изменение отмеченных параметров по случайному закону оказывает существенное влияние на обработку принятого сигнала:

- изменение несущей частоты от периода к периоду исключает возможность когерентной компенсации мешающих отражений и когерентного межпериодного накопления полезного отраженного сигнала для любого класса зондирующего сигнала (импульсного, квазинепрерывного, непрерывного модулированного);

- изменение периода повторения по случайному закону разрушает «локальную» спектральную структуру мешающих отражений от движущихся отражателей и полезного сигнала, отраженного от движущегося объекта. При этом обеспечивается возможность полноценной когерентной компенсации мешающих отражений от местных предметов только для импульсного ЗС в пределах интервала однозначного измерения дальности, соответствующего минимальному периоду повторения. Однако в этом случае (период повторения случайный) не только исключается возможность когерентной компенсации мешающих отражений от объемно распределенных отражателей, но и из-за разрушения их когерентности принятые мешающие отражения фактически превращаются в шум, маскирующий полезный сигнал. По аналогичной причине когерентное межпериодное накопление отраженного сигнала также невозможно;

- изменение начальной фазы от периода к периоду для импульсного ЗС с фазированием когерентного гетеродина приемника обеспечивает возможность как когерентной компенсации меша-

ющих отражений от местных предметов и объемно распределенных отражателей, так и когерентного межпериодного накопления отраженного сигнала при условии, что мешающие отражатели и обнаруживаемые объекты находятся в первом интервале однозначного измерения дальности;

– изменение закона внутривнутрипериодной модуляции от периода к периоду повторения создает определенные сложности, но не исключает возможность когерентной компенсации мешающих отражений и когерентного межпериодного накопления отраженного сигнала. Однако в этом варианте управления требуется специальный подбор законов внутривнутрипериодной модуляции (например, кодофазовой манипуляции на основе M -последовательностей), которые в идеале должны быть ортогональными и иметь одинаковую длительность.

Из анализа рассмотренных особенностей следует вывод – целесообразно для защиты от «передних» имитирующих помех использовать импульсный зондирующий сигнал с изменением начальной фазы зондирующего импульса от периода к периоду.

Способ защиты от «ближних» имитирующих помех на основе когерентного накопления и импульсного зондирующего сигнала

Перестройка начальной фазы зондирующих импульсов представляет интерес по следующим причинам. Во-первых, обеспечивается защита от «ближних» МИП благодаря разрушению межпериодной когерентности на выходе смесителя-преобразователя РЛС, опорный сигнал которого фазирован текущим зондирующим импульсом. Во-вторых, отсутствует разрушение межпериодной когерентности сигнала, отраженного от объекта на дальности, не превышающей интервал однозначного измерения $r_{odn} = ct_r/2$. В-третьих, возможно простое формирование зондирующего сигнала со случайно изменяющейся начальной фазой. Например, в простейшем случае зондирующий сигнал со случайной начальной фазой формируется естественным образом в магнетронном передатчике.

Сигнал $m(t)$, отраженный от объекта, находящегося на дальности $r_t = ct_r/2$ в пределах интервала однозначного измерения, и сигнал гетеродина $U_G(t)$ смесителя-преобразователя описываются выражениями:

$$m(t) = E_m(t) \sum_{l=1}^L U_{ol} \left(t - t_r - \sum_{l \geq 2, q=1}^{l-1} T_{rq} \right) \exp(i\phi_l) \exp(i((\omega_0 + \Omega_{ds})t)); \quad (7)$$

$$U_G(t) = E_G \sum_{l=1}^L \exp(i\phi_l) \exp(i((\omega_0 - \omega_{pr})t)), \quad (8)$$

где ϕ_l – начальная фаза, изменяющаяся в соответствии с номером l текущего периода повторения.

При импульсном ЗС доплеровская частота, как правило, оценивается неоднозначно. Поэтому в условиях неопределенности относительно доплеровской частоты не будем изменять несущую частоту зондирующего сигнала для исключения разрушения когерентности отраженного сигнала. Период повторения в данном случае полагаем постоянным ($T_{rq} = T_{r(q-1)}$), однако при этом не исключается использование переменного периода повторения для защиты от «слепых» скоростей. Преобразование отраженного сигнала на промежуточную частоту осуществляется путем перемножения сигнала (7) на комплексно-сопряженное значение сигнала гетеродина (8). В результате сигнал на выходе смесителя-преобразователя имеет вид

$$m(t) = E_m(t) \sum_{l=1}^L U_{ol} \left(t - t_r - \sum_{l \geq 2, q=1}^{l-1} T_{rq} \right) \exp(i((\Omega_{ds} + \omega_{pr})t)). \quad (9)$$

Таким образом, при фазировании когерентного гетеродина зондирующими сигналами случайная начальная фаза ϕ_l навязывается сигналу гетеродина и компенсируется при преобразовании частоты. В отличие от согласованного во времени приема отраженного сигнала «ближние» МИП принимаются с задержкой на период повторения, и они на выходе смесителя-преобразователя в l -м периоде описываются выражением

$$\mathfrak{J}_{Jm}(t) = E_{Jg}(t) \sum_{l=1}^L U_{ol} \left(t - t_{Jg} - \sum_{l \geq 2, q=1}^{l-1} T_{rq} \right) \exp(i((\Omega_{ds} + \omega_{pr})t + \phi_{Jg}(t) + \phi_{l-1} - \phi_l)). \quad (10)$$

В (10) разность $(\varphi_{l-1} - \varphi_l)$ является случайной величиной, изменяющейся от периода к периоду повторения. Следовательно, сигналы «ближних» МИП не могут быть когерентно накоплены. Объективно необходимая для формирования «ближних» МИП задержка в приеме даже на один период разрушает их гребенчатую спектральную структуру и преобразует ее в шум в пределах Δf_0 .

Необходимо отметить, что использование случайной начальной фазы также приводит к разрушению когерентности и гребенчатой спектральной структуры мешающих отражений, принятых со второй, с третьей и так далее разверток дальности [2]. Данный результат можно рассматривать как положительное явление, которое в сочетании с когерентным межпериодным накоплением позволяет разрушить спектральную структуру этих отражений и исключить их обнаружение, как и полезных отраженных сигналов. Это явление позволяет в РЛС малой дальности осуществить переход к более высоким частотам повторения ЗС, увеличивая их в 3–4 раза и обеспечивая таким образом соответствующее уменьшение требуемой импульсной мощности.

Для иллюстрации работоспособности предлагаемого способа было выполнено моделирование. При этом ЗС представлял собой последовательность простых прямоугольных радиоимпульсов с длительностью импульса $T_0 = 0,5$ мкс, частотой повторения $F_r = 80$ кГц, длиной волны $\lambda = 0,03$ м и начальной фазой в двух вариантах – с постоянной (РЛС с когерентным ЗС) и с изменяющейся начальной фазой от импульса к импульсу (РЛС с псевдокогерентным ЗС). В текущем периоде зондирования случайная начальная фаза навязывалась когерентному гетеродину и компенсировалась для отраженных сигналов в интервале однозначного измерения дальности. Моделировались следующие составляющие принятого сигнала:

- сигнал, отраженный от корпуса летательного аппарата, который для упрощения представлялся без флуктуаций с доплеровской частотой $f_{ds} = 20\ 300$ Гц;
- сигнал, отраженный от корпуса буксируемой ловушки. Длина корпуса ловушки – менее 1 м, а длина троса для буксировки – 150 м. Мощность сигнала, отраженного от корпуса ловушки, примерно на порядок меньше мощности сигнала, отраженного от корпуса самолета;
- сигналы «ближних» и «дальних» МИП с отличающимися дальностями и доплеровскими частотами.

Принятый сигнал, над которым выполнено частотное преобразование с компенсацией начальной фазы в текущем периоде, подвергался внутрипериодной обработке и межпериодному когерентному накоплению с использованием быстрого преобразования Фурье (БПФ). Дискретизация принятого сигнала по времени задержки составила $\delta t_z = 0,1$ мкс. На рис. 1–3 представлены квадраты модулей комплексных амплитуд принятого сигнала, прошедшего фильтровую внутрипериодную обработку и когерентное межпериодное накопление путем БПФ с числом точек $N_{FFT} = 512$ в интервале $r_{odn} = cT_r/2 = 1875$ м с дискретностью по дальности $\delta r = \delta t_z \cdot c/2 = 15$ м (так называемая матрица «дальность – доплеровская частота»). Квадраты модулей представлены:

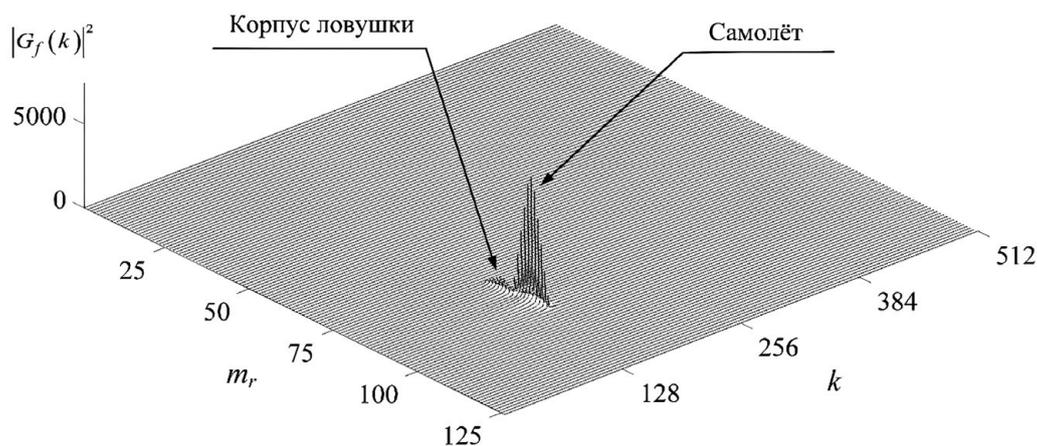


Рис. 1. Квадраты модулей комплексных амплитуд принятого сигнала после быстрого преобразования Фурье при отсутствии многократных имитирующих помех

Fig. 1. Squared moduli of complex amplitudes of the received signal after fast Fourier transform in the absence of multiple simulated interference

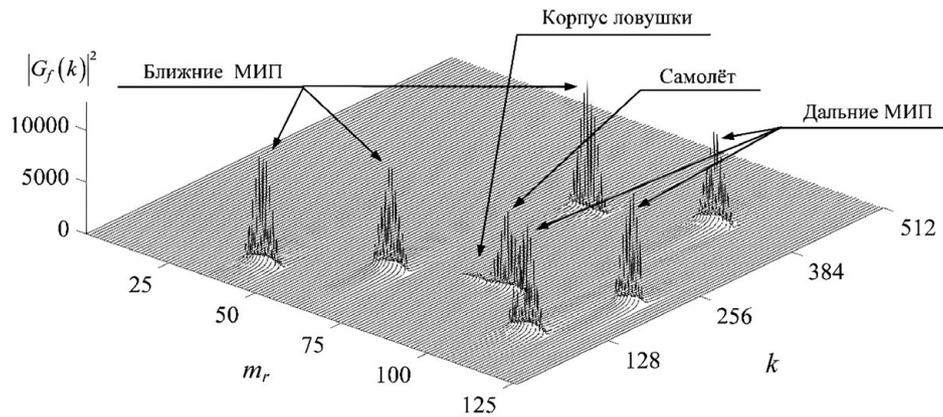


Рис. 2. Квадраты модулей комплексных амплитуд принятого сигнала после быстрого преобразования Фурье при наличии многократных имитирующих помех для радиолокационных станций с когерентным зондирующим сигналом

Fig. 2. Squared moduli of complex amplitudes of the received signal after fast Fourier transform in the presence of multiple simulated noise for radar stations with a coherent sounding signal

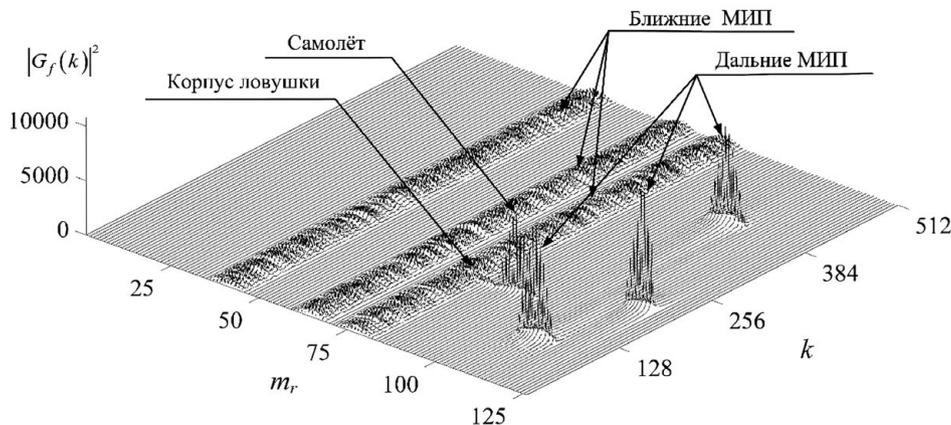


Рис. 3. Квадраты модулей комплексных амплитуд принятого сигнала после быстрого преобразования Фурье при наличии многократных имитирующих помех для радиолокационных станций с псевдокогерентным зондирующим сигналом

Fig. 3. Squared moduli of the complex amplitudes of the received signal after the fast Fourier transform in the presence of multiple simulating interference for radar stations with a pseudo-coherent sounding signal

– на рис. 1 – при отсутствии МИП (результаты одинаковы для любого из двух вариантов ЗС);
– на рис. 2 – при наличии МИП для РЛС с когерентным ЗС, формируются три «ближних» и три «дальних» МИП;

– на рис. 3 – при наличии МИП для РЛС с псевдокогерентным ЗС.

На рис. 1–3 использованы обозначения: m_r – номер элемента дискретизации по дальности; k – номер фильтра БПФ; $|G_f(k)|^2$, $k = \overline{0,511}$ – квадраты модулей комплексных амплитуд, о. е.

Из представленных результатов моделирования следует очевидный вывод: использование в РЛС псевдокогерентного зондирующего сигнала в сочетании с когерентным межпериодным накоплением позволяет разрушить локальную по частоте структуру «ближних» МИП и выделить сигнал, отраженный от самолета с буксируемой ловушкой.

Заключение

1. Поимпульсная перестройка начальной фазы зондирующих сигналов в сочетании с когерентным накоплением (спектральным анализом) позволяет разрушить спектральную структуру многократных и уводящих по дальности имитирующих помех, которые находятся между радиолокационной станцией и самолетом с системой радиоэлектронного подавления, в пределах интервала однозначного измерения дальности. Максимальная эффективность разрушения «ближ-

них» по дальности имитирующих и уводящих помех обеспечивается при отсутствии межпериодной корреляции и равномерном законе распределения начальных фаз зондирующих сигналов.

2. Использование поимпульсной перестройки начальной фазы при когерентном накоплении приводит к разрушению межпериодной когерентности мешающих отражений, принятых со второго и с третьего (и последующих) интервалов однозначного измерения дальности и имеющих малую мощность. Это позволяет в радиолокационной станции малой дальности увеличить частоты повторения зондирующего сигнала в 3–4 раза и уменьшить требуемую импульсную мощность, повысив скрытность радиолокационной станции.

3. Поимпульсная перестройка начальной фазы зондирующего сигнала может быть применена только в радиолокационной станции с импульсным зондирующим сигналом, так как при ее использовании в радиолокационной станции с квазинепрерывным сигналом исключается возможность когерентной компенсации мешающих отражений.

Список литературы

1. Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
2. Гейстер, С. Р. Адаптивное обнаружение-распознавание с селекцией помех по спектральным портретам / С. Р. Гейстер. Минск: Воен. акад. Респ. Беларусь, 2000. 172 с.
3. Leroy, V. Van Brunt. Applied ECM / V. Van Brunt Leroy // EW Engineering Inc., USA. 1978, 1987, 1995. Vol. 1–3.
4. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / Под ред. Ю. М. Перунова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
5. Цветнов, В. В. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие / В. В. Цветнов, В. П. Демин, А. И. Куприянов. М.: Изд-во Москов. авиац. ин-та, 1998. 248 с.

References

1. Bakulev P. A., Stepin V. M. (1986) *Methods and Devices for Selecting Moving Targets*. Moscow, Radio and Communications. 288 (in Russian).
2. Heister S. R. (2000) *Adaptive Detection-Recognition with Noise Selection Based on Spectral Portraits*. Minsk, Military Academy of the Republic of Belarus. 172 (in Russian).
3. Leroy V. Van Brunt (1978, 1987, 1995) *Applied ECM*. *EW Engineering Inc., USA*. 1–3.
4. Perunov Yu. M. (ed.) (2003) *Electronic Jamming of Information Channels of Weapon Control Systems*. Moscow, Radio Engineering Publ. 416 (in Russian).
5. Tsvetnov V. V., Demin V. P., Kupriyanov A. I. (1998) *Electronic Warfare: Radio Intelligence and Radio Countermeasures*. Moscow, Publishing House Moscow Aviation Institute. 248 (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-р техн. наук, проф., гл. науч. сотр. ОАО «АЛЕВКУРП»

Цяньлань Хуан, асп. при Национальном университете оборонных технологий

Адрес для корреспонденции

223050, Республика Беларусь,
Минская обл., Минский р-н, Боровлянский с/с,
д. Королев 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"

Qianlan Huang, Postgraduate at the National University of Defense Technology

Address for correspondence

223050, 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/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.26

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛОВ С ХАОТИЧЕСКИ ИЗМЕНЯЮЩЕЙСЯ ФОРМОЙ И МАЛОЙ ВЕРОЯТНОСТЬЮ РАДИОПЕРЕХВАТА

В. П. ТУЗЛУКОВ

Белорусская государственная академия авиации (г. Минск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 13.10.2022

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

Аннотация. Проанализирована вероятность радиоперехвата сигналов с хаотически изменяющейся формой для систем обработки прямой последовательности импульсов с расширенным спектром. Энергетический обнаружитель, синхронные и асинхронные, когерентные и некогерентные структуры рассматриваются для обнаружения случайных сигналов, имеющих вид прямой последовательности импульсов с расширенным спектром. Предлагается простая процедура обнаружения сигналов на основе бинарной корреляционной функции для небинарных псевдослучайных последовательностей. Получена вероятность обнаружения случайных сигналов с расширенным спектром. Сравнительный анализ характеристик обнаружения показал, что использование хаотических последовательностей импульсов с расширенным спектром позволяет уменьшить вероятность радиоперехвата.

Ключевые слова: вероятность радиоперехвата, случайная последовательность, расширение спектра.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Тузлуков, В. П. Обнаружение сигналов с хаотически изменяющейся формой и малой вероятностью радиоперехвата / В. П. Тузлуков // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 61–69. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69>.

DETECTION OF SIGNALS WITH CHAOTIC VARYING FORMS AND LOW INTERCEPT PROBABILITY

VYACHESLAV P. TUZLUKOV

Belarusian State Aviation Academy (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 13.10.2022

Abstract. Low probability of intercept performance of direct-sequence spread-spectrum system with chaotic spreading sequences is investigated. The energy detectors, synchronous and asynchronous, coherent and non-coherent structures are studied here to detect the presence of chaotic direct-sequence spread-spectrum signals. Simple detection approach using a binary correlation function to detect nonbinary chaotic sequences is proposed. The expressions of detection probabilities of chaotic spreading signals are derived. Comparisons between systems using chaotic and binary sequences are given in terms of the low probability of intercept performance, and the performance improvement with chaotic spreading sequences is observed.

Keywords: probability of intercept, chaotic sequence, spread spectrum.

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

For citation. Tuzlukov V. P. (2023) Detection of Signals with Chaotic Varying Forms and Low Intercept Probability. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 61–69. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-61-69> (in Russian).

Введение

Любой радиоприемник может обнаружить наличие радиосигнала с целью определения координат источника излучения. Поскольку при использовании прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром вероятность радиоперехвата сигнала очень мала, существуют обнаружители сигналов, определяющие наличие передачи импульсов и их несущие частоты [1, 2]. Энергетические приемники, радиовысотомеры или радиометрические приемники обнаруживают сигналы на основе разности энергетических характеристик при наличии сигнала в смеси с помехой и отсутствии сигнала. Это неоптимально при обнаружении сигналов, так как игнорируется известная информация об их параметрах. Используя известные характеристики сигналов, то есть частоту элементарных посылок сигнала и несущую частоту [3], обнаружение слабых сигналов с расширяющимся спектром основывается на построении обобщенного отношения правдоподобия.

Строгие решения для обработки последовательности импульсов с расширяющимся спектром при бинарных псевдошумовых последовательностях отмечены в [4], где проблема радиоперехвата сигналов исследуется для прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром при неизвестных кодах расширения спектра. Характеристики таких приемников проанализированы в [5]. Для уменьшения вероятности радиоперехвата систем, работающих с сигналами в виде прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром, желательно использовать небинарные и непериодические хаотические последовательности [2, 6–8] так, что псевдослучайные импульсы могут маскировать сигналы как помеху. Другое преимущество – существование большого разнообразия типов расширяющихся последовательностей для множественного доступа [2]. Бинарная прямая последовательность импульсов с расширяющимся спектром с малой вероятностью радиоперехвата представлена в [1, 3, 4]. Нижняя граница вероятности радиоперехвата определена в [8]. Вероятность радиоперехвата для энергетического приемника отмечена в [2, 9].

В статье рассмотрены характеристики обнаружения случайных прямых последовательностей импульсов с расширяющимся спектром, что имеет место для любых систем обработки прямой последовательности случайных сигналов с расширяющимся спектром при многоуровневых последовательностях. Исследованы энергетические обнаружители случайных сигналов и определена вероятность радиоперехвата для указанных выше типов сигналов.

Модель системы

Псевдослучайные последовательности. При обработке бинарной псевдошумовой прямой последовательности импульсов с расширяющимся спектром возведение в квадрат или выделение кодированной тактовой частоты устраняет расширяющуюся последовательность и не учитывает модулированный сигнал с нерасширяющимся спектром. Тогда возможен радиоперехват сигналов [2]. Для повышения секретности передаваемой информации и низкой вероятности перехвата сигналов используют шумоподобные псевдослучайные расширяющиеся последовательности, применяя маскирующие сигналы. Псевдослучайные последовательности генерируются на основе дискретных случайных функций – логистической, треугольной, экспоненциальной [6–8]. Логистическая функция является простейшей $x_{n+1} = \alpha x_n(1 - x_n)$, где α – параметр бифуркации, $0 \leq \alpha \leq 4$. В зависимости от значения α динамика системы изменяется периодически или случайно. При $0 \leq \alpha \leq 3,57$ последовательность $\{x_n\}$ обладает периодом 2^m , где m – целое; если параметр бифуркации лежит в пределах $3,57 \leq \alpha \leq 4,00$, то последовательность $\{x_n\}$ непериодическая и не сходится [2, 6–8]. Для определения плотности распределения вероятностей используют гистограммы шумоподобных случайных последовательностей [2]. Последовательности импульсов треугольной формы однородны в пределах $[0, 1]$. Плотность распределения вероятностей последовательностей логистической формы имеет вид $f(x_n) = [\pi \sqrt{x_n(1-x_n)}]^{-1}$. Случайная последовательность трансформируется в пределах $[-1, 1]$ в цифровой вид, используя преобразование $a_n = 2x_n - 1$. Соответствующая плотность распределения вероятностей параметра бифуркаций a_n имеет вид $f(a_n) = [\pi \sqrt{1-a_n^2}]^{-1}$. Будем рассматривать $\{a_n\}$ как случайную последовательность.

Схемы обнаружения. При радиоперехвате делается выбор в пользу одной из гипотез: \mathcal{H}_0 – на вход поступает помеха $x(t) = w(t)$; \mathcal{H}_1 – аддитивная смесь сигнала и помехи $x(t) = \sqrt{2Pa(t)} \cos(\omega_0 t + \varphi) + w(t)$, $0 \leq t \leq T$; $P = E[a^2(t)]$ – средняя мощность сигнала; $\omega_0 = 2\pi f_0$ – несущая частота; φ – фаза несущего колебания, равномерно распределенная на ин-

тервале $[0, 2\pi]$; $w(t)$ – аддитивная гауссовская помеха в виде «белого» шума с односторонней спектральной плотностью мощности \mathcal{N}_0 [Вт/Гц]; $[0, T]$ – интервал наблюдения. Сигнал имеет вид $a(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} a_n(t)p(t - nT_c - \varepsilon T_c)$, где $p(t)$ – импульс длительностью T_c с единичной амплитудой. Элементарный период дискретизации εT_c моделируется случайной величиной ε , равномерно распределенной на интервале $[0, 1)$. Предположим, что бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a_n(t)]$ используется для обнаружения небинарной псевдослучайной последовательности $\{a_n(t)\}$. Это предположение упрощает структуру приемника.

Вероятность радиоперехвата для многоуровневых сигналов

Структура приемника зависит от набора известных параметров сигнала. Так, энергетический обнаружитель предполагает, что сигнал длительностью T занимает полосу частот B . Другие приемники используют известные параметры сигналов с расширяющимся спектром: несущая частота, частота следования элементарных сигналов и $T = NT_c$, где N – число элементарных сигналов в одной реализации. Бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a_n(t)]$ применяется для обнаружения небинарной случайной последовательности $\{a_n(t)\}$. При оптимальном обнаружении бинарных последовательностей используется отношение правдоподобия для гипотез \mathcal{H}_0 и \mathcal{H}_1 [1, 3, 4]. Рассмотрим пять структур приемников с учетом когерентного (фаза φ известна) и некогерентного (фаза φ неизвестна) обнаружения; обнаружение сигналов с синхронизацией ($\varepsilon = 0$) и без ($\varepsilon \neq 0$), а также энергетический обнаружитель.

Синхронный когерентный обнаружитель. Для когерентных приемников с синхронизацией элементарный период синхронизации εT_c и фаза несущего сигнала предполагаются известными. На входе приемного устройства наблюдается процесс $z(t) = x(t)\cos(\omega_0 t + \varphi)$. Для бинарного последовательного обнаружения в [3] предложено правило принятия решения на основе отношения правдоподобия. В случае последовательного небинарного обнаружения, используя бинарную корреляцию, принятие решения в пользу гипотезы \mathcal{H}_0 или \mathcal{H}_1 имеет вид [3]

$$\Lambda[z(t)] = \prod_{j=1}^N \exp\{-PT_c/\mathcal{N}_0\} \cosh(2x_j \sqrt{\bar{E}}/\mathcal{N}_0) \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{>}} \Lambda_0, \quad (1)$$

где Λ_0 – пороговое значение; $x_j = \int_{(j-1)T_c}^{jT_c} z(t)dt$.

При отношении сигнал/помеха $SNR < -5$ дБ получаем аппроксимацию для логарифма отношения правдоподобия $\lambda = \sum_{j=1}^N x_j^2 \underset{\mathcal{H}_0}{\overset{\mathcal{H}_1}{>}} \lambda_0$. При больших значениях N случайная величина λ аппроксимируется гауссовской случайной величиной для гипотез \mathcal{H}_0 и \mathcal{H}_1 с высокой точностью [1, 3]. Вероятность обнаружения P_D определяется с использованием табличных значений Q -функции. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)(0,5 + C\delta_{k,1}SNR_c)$; $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2[0,5 + (2CSNR_c + DSNR_c^2)\delta_{k,1}]$, $k = 0, 1$; $C = E[a_n^2]/E[|a_n|]$; $D = Var[a_n^2]/E^2[|a_n|]$; $\delta_{k,1}$ – дельта-функция Кронекера, предполагающая наличие сигнала на входе приемника, $k = 1$ (гипотеза \mathcal{H}_1), или его отсутствие, $k = 0$ (гипотеза \mathcal{H}_0). Отношение сигнал/помеха имеет следующий вид:

$$SNR_c = \frac{P}{\mathcal{N}_0} \int_0^{T_c} E\{a_n(t)\text{sign}[a(t)]\}dt = \frac{PT_c E[a_n(t)]}{\mathcal{N}_0}. \quad (2)$$

При выводе (2) полагаем, что бинарная корреляционная функция $\text{sign}[a(t)]$ используется при обнаружении небинарной случайной последовательности $\{a_n(t)\}$. Обнаружители бинарных расширяющихся последовательностей применяются для обнаружения случайных сигналов с расширяющимся спектром, что упрощает структуру приемника. Структура оптимального приемника, требующая точного совпадения корреляционных функций для принятых последовательностей, не может быть реализована из-за бесконечных комбинаций последовательностей небинарных случайных сигналов. Порог λ_0 определяется путем выбора вероятности ложной тревоги P_{FA} . Вероятность P_D определяется как функция вероятности ложной тревоги

ги $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - C\sqrt{2NSNR_c}]/[1 + 4CSNR_c + 2DSNR_c^2]^{0,5}\}$, $Q(x) = \int_x^\infty (\sqrt{2\pi})^{-1} \exp(-0,5t^2) dt$. Эта методика применима к любым системам, использующим прямую последовательность импульсов с расширяющимся спектром при многоуровневых расширяющихся последовательностях.

Некогерентный обнаружитель с синхронизацией. Фаза несущего колебания φ моделируется как случайная переменная, равномерно распределенная на интервале $[0, 2\pi)$. Когерентное обнаружение в этих условиях невозможно. В [3, 4] рассматривается приемник на основе согласованных фильтров, после которых располагается обнаружитель огибающей амплитуды. Эта структура приемника применяется в сочетании с предлагаемой бинарной корреляцией для некогерентного обнаружения случайных или многоуровневых сигналов с расширяющимся спектром. Используя результаты, представленные выше и в [3, 4], получаем правило принятия решения при

условии, что $x_j = (x_{I_j}^2 + x_{Q_j}^2)^{0,5}$, $\begin{bmatrix} x_{I_j} \\ x_{Q_j} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \int_{jT_c}^{(j+1)T_c} x(t) \begin{bmatrix} \cos \omega_0 t \\ \sin \omega_0 t \end{bmatrix} dt$, $j = 0, \dots, N-1$. Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как:

$$\begin{cases} E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)(1 + SNR_c \times C\delta_{k,1}), k = 0,1; \\ Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [1 + (2C \times SNR_c + 0,5D \times SNR_c^2)\delta_{k,1}], k = 0,1. \end{cases} \quad (3)$$

В итоге $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{NCSNR_c}]/[1 + 2CSNR_c + 0,5DSNR_c^2]^{0,5}\}$. Заметим, что SNR_c в (3) получается с помощью метода бинарной декорреляции.

Асинхронный когерентный обнаружитель. На практике элементарный период дискретизации неизвестен и моделируется как случайная величина, равномерно распределенная на интервале $[0, T_c)$. В [3] рассматривается дополнительно интервал $[0, 0,5T_c)$ и определяется вероятность обнаружения с помощью усреднения двух значений элементарного периода дискретизации, что эквивалентно двухточечному квантованию элементарного периода дискретизации. При обнаружении случайных или многоуровневых с расширяющимся спектром сигналов в первую очередь определяется условная вероятность правильного обнаружения для заданного элементарного интервала дискретизации εT_c . Вероятность правильного обнаружения получается при усреднении всех возможных элементарных периодов синхронизации. Для заданного элементарного периода дискретизации εT_c логарифм отношения правдоподобия запишется в виде

$$\lambda = \sum_{k=0}^{N-1} \{PT_c^2[\varepsilon^2(a_k - a_{k+1})^2 + a_{k+1}^2 + 2(a_k - a_{k+1})a_{k+1}\varepsilon] + w_I^2 + 2\sqrt{P}w_I T_c(a_k \varepsilon + a_{k+1}(1 - \varepsilon))\}, \quad (4)$$

где $w_I = \sqrt{2} \int_0^{T_c} w(t) \cos 2\pi f_0 t dt$.

Математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)[0,5 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [0,5 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $k = 0,1$. Вероятность правильного обнаружения как функция ε представлена следующим образом: $P_{D|\varepsilon} = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{2NC}(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]/[1 + 4C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]^{0,5}\}$. Усредненная вероятность правильного обнаружения сигналов для асинхронного когерентного обнаружителя имеет вид

$$\bar{P}_D = \int_0^1 Q \left[\frac{Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{2NC}(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}{\sqrt{1 + 4C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}} \right] d\varepsilon. \quad (5)$$

Асинхронный некогерентный обнаружитель. В случае, когда элементарный интервал дискретизации и фаза несущего колебания являются случайными величинами, следуя формулам (18), (19) из [4], логарифм отношения правдоподобия $\lambda = \bar{E}T_c^2 \sum_{k=0}^{N-1} \varepsilon^2(a_k - a_{k+1})^2 + \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1}^2 + 2\sqrt{\bar{E}} \times T_c \varepsilon \sum_{k=0}^{N-1} (a_k - a_{k+1})[T_c a_{k+1} \sqrt{\bar{E}} + N(w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi)] + 2\sqrt{\bar{E}}T_c \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1} (w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi) + N(w_I^2 + w_Q^2)$; $w_Q = \sqrt{2} \int_0^{T_c} w(t) \sin 2\pi f_0 t dt$. Математическое ожидание и дисперсия случайной

величины λ определяются как $E[\lambda] = N(\mathcal{N}_0 T_c)[1 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$; $Var(\lambda) = N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 \times [1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c \delta_{k,1}]$, $k = 0,1$ (Приложение 1). Вероятность правильного обнаружения как функция ε представлена следующим образом:

$$P_{D|\varepsilon} = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{N}C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]/[1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c]^{0,5}\}.$$

Усредненная вероятность правильного обнаружения может быть записана в виде

$$\bar{P}_D = \int_0^1 Q\left\{\frac{Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{N}C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}{\sqrt{1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2)SNR_c}}\right\} d\varepsilon. \quad (6)$$

Выражения (2), (3), (5), (6) применимы к любым системам, которые используют прямую последовательность импульсов с расширяющимся спектром при обработке многоуровневых расширяющихся последовательностей или случайных сигналов.

Энергетический обнаружитель. Структурная схема энергетического обнаружителя представлена в [1, 2, 9] и состоит из полосового фильтра, квадратора, интегратора, дискретизатора, формирующего дискретные значения процесса на выходе интегратора, и устройства сравнения с порогом. Если процесс на выходе дискретизатора превышает пороговое значение, принимается решение о наличии сигнала на входе обнаружителя (гипотеза \mathcal{H}_1); если процесс меньше порогового значения, принимается решение о наличии только помехи (гипотеза \mathcal{H}_0). Пороговое значение определяется из условия выбора вероятности ложной тревоги и статистических параметров помехи. В системах с прямой последовательностью импульсов с расширяющимся спектром процесс на выходе интегратора энергетического приемника имеет вид [9]: $Z(t) = 2\mathcal{N}_0^{-1} \int_0^T x^2(t)dt = 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{i=0}^{N-1} \int_{iT_c}^{(i+1)T_c} x^2(t)dt$. Если $BT \gg 1$ (B – ширина полосы частот сигнала; $[0, T]$ – интервал наблюдения входного процесса), тогда процесс на выходе интегратора можно аппроксимировать гауссовским законом распределения с малой погрешностью [1, 9]. Математическое ожидание и дисперсия процесса на выходе интегратора энергетического приемника определяются как $E[Z(t)] = 2BT\{1 + \bar{E}E[a_n^2]/B\mathcal{N}_0\}\delta_{k,1}$; $Var[Z(t)] = \sigma_z^2 = 4BT + \{4\bar{E}^2 T^2 Var[a_n^2]/\mathcal{N}_0^2 + \bar{E}TE[a_n^2]/\mathcal{N}_0\}\delta_{k,1}$, $k = 0,1$ (Приложение 2). Используя Q -функцию, вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги запишутся как $P_D = Q\{[Q^{-1}(P_{FA}) - \sqrt{0,5N}SNR_c]/[1 + SNR_c + 0,5NGSNR_c]^{0,5}\}$, $P_{FA} = 0,5Q(K - BT)(BT)^{-0,5}$, где $SNR_c = \bar{E}TE[a_n^2]/\mathcal{N}_0$; $G = Var[a_n^2]/E^2[a_n^2]$; $B = 2T_c^{-1}$; K – пороговое значение, определяемое заданной вероятностью ложной тревоги и дисперсией помехи; SNR_c – среднее элементарное значение отношения сигнал/помеха на входе обнаружителя. Вероятность обнаружения бинарных шумоподобных сигналов определяется для случая $G = 0$.

Численные результаты

Для случайных логистических последовательностей $G = 0,8$; $C = 0,79$; $D = 0,32$, случайных треугольных последовательностей $G = 0,52$; $C = 0,67$; $D = 0,36$, бинарных последовательностей $G = 0$; $C = 1$; $D = 0$ результаты моделирования вероятности правильного обнаружения представлены на рис. 1, 2. С целью сравнения характеристики для псевдошумовых сигналов с расширяющимся спектром также показаны на рис. 1.

Из рис. 1 видно, что характеристики обнаружения случайных сигналов лучше, чем для бинарных псевдошумовых сигналов. Превосходство, как показано на рис. 3, составляет 1,7 дБ для логистической и 2,5 дБ для треугольной случайной последовательности соответственно. Отметим, что улучшение характеристик, т. е. уменьшение вероятности радиоперехвата, обусловлено бинарным обнаружением небинарных последовательностей, т. е. несовпадением в последовательности сигналов. При рассмотрении только энергетических характеристик энергетическим обнаружителем характеристики обнаружения случайных сигналов и бинарных псевдошумовых сигналов почти одинаковые. На рис. 2 представлены характеристики радиоперехвата случайных сигналов при синхронном/асинхронном и когерентном/некогерентном обнаружении.

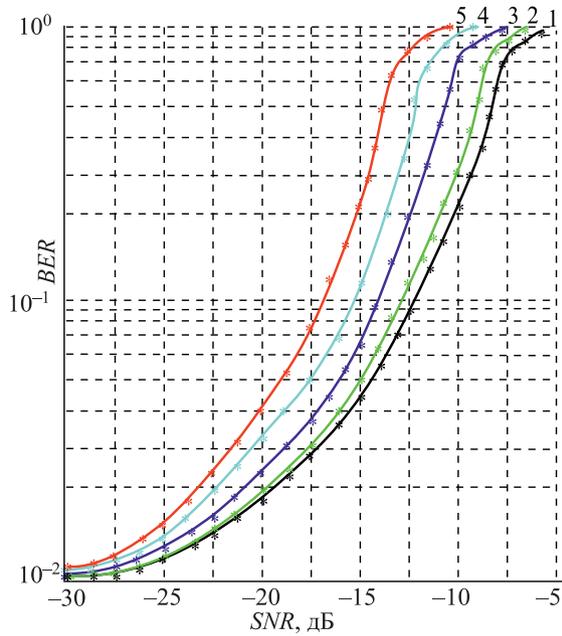


Рис. 1. Вероятность радиоперехвата при $P_{FA} = 0,01$ и $N = 1000$ для обнаружителей: 1 – энергетического; 2, 3 – некогерентного хаотического и бинарного соответственно; 4, 5 – когерентного хаотического и бинарного

Fig. 1. Probability performance of radio interception at $P_{FA} = 0.01$ and $N = 1000$: 1 – energy detector; 2, 3 – incoherent chaotic and binary detectors, respectively; 4, 5 – coherent chaotic and binary detectors, respectively

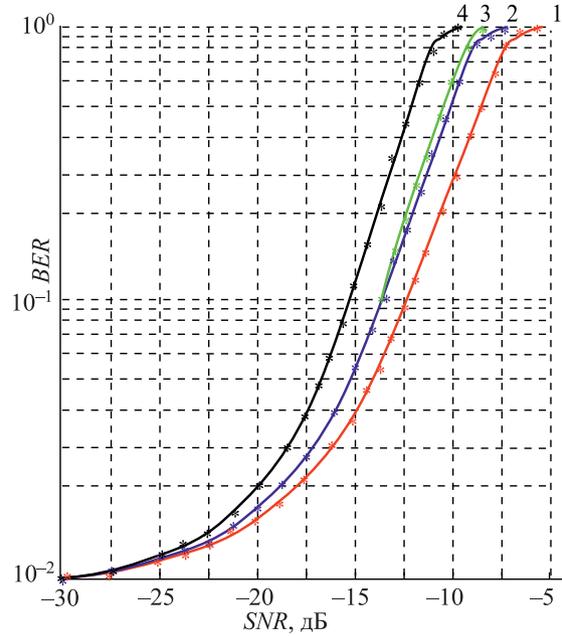


Рис. 2. Вероятность радиоперехвата при $P_{FA} = 0,01$ и $N = 1000$ для обнаружителей: 1, 2 – асинхронных некогерентного и когерентного соответственно; 3, 4 – синхронных некогерентного и когерентного

Fig. 2. Probability performance of radio interception at $P_{FA} = 0.01$ and $N = 1000$: 1, 2 – asynchronous incoherent and coherent detectors, respectively; 3, 4 – synchronous incoherent and coherent detectors, respectively

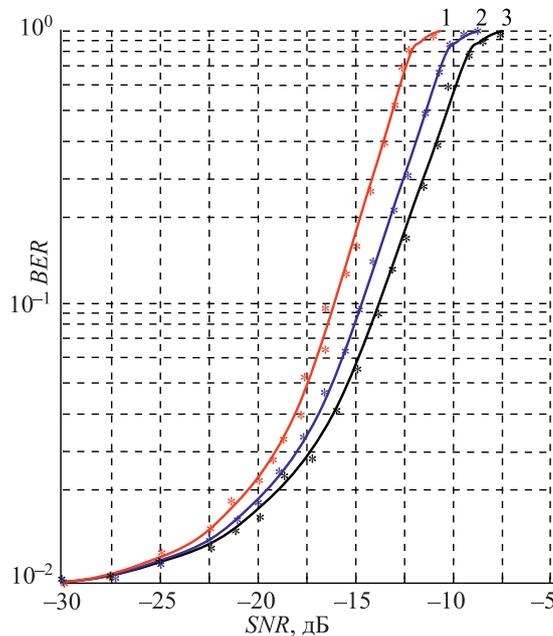


Рис. 3. Вероятность радиоперехвата при синхронизированном когерентном обнаружении ($P_{FA} = 0,01$, $N = 1000$) для случайных последовательностей импульсов: 1 – бинарная; 2 – логистическая; 3 – треугольная; — – теория; * – моделирование

Fig. 3. The probability of radio interception with synchronized coherent detection ($P_{FA} = 0.01$, $N = 1000$) for random pulse sequences:

1 – binary; 2 – logistics; 3 – triangular; — – theory; * – modeling

Синхронный некогерентный и асинхронный когерентный обнаружители демонстрируют одинаковые характеристики, в то время как синхронный когерентный и асинхронный некогерентный – наибольшую и наименьшую вероятности радиоперехвата случайных сигналов соответственно. Характеристика обнаружения сигналов при разных последовательностях с расширяющимся спектром при использовании синхронных обнаружителей представлена на рис. 3, где также демонстрируется хорошее согласование численных результатов и моделирования.

Заключение

1. Предложен простой метод обнаружения сигналов, использующий бинарную корреляционную функцию для обнаружения небинарных случайных или многоуровневых последовательностей. Случайные сигналы оцениваются с точки зрения наименьшей вероятности обнаружения, то есть перехват информационных сообщений нежелательным пользователем должен быть минимальным для синхронных/асинхронных и когерентных/некогерентных обнаружителей, а также для энергетического обнаружителя.

2. Сравнительный анализ показал преимущество использования случайных сигналов с целью наименьшей вероятности радиоперехвата по сравнению с бинарными псевдошумовыми сигналами с расширяющимся спектром. Бинарное обнаружение небинарных последовательностей импульсов (многоуровневых или случайных) приводит к неоптимальной характеристике обнаружения. Дальнейшим направлением исследований по данной тематике является поиск методов оптимального обнаружения случайных сигналов.

Приложение 1. Асинхронный некогерентный обнаружитель

Вместо аппроксимации вероятности обнаружения путем усреднения результатов, полученных при анализе двух элементарных интервалов $[0, T_c)$ и $[0, 0,5T_c)$ [3], в первую очередь определим условную вероятность правильного обнаружения для данного элементарного периода дискретизации εT_c . Полная вероятность правильного обнаружения получается при усреднении по всем возможным значениям для элементарных периодов дискретизации. Учитывая, что используется двоичная фазовая модуляция, и фаза несущего колебания не зависит от перехода одного элементарного периода дискретизации к другому элементарному периоду дискретизации, следуя известной методике [4], получаем:

$$\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \ln \left[\frac{1}{Q} \sum_{q=0}^{Q-1} \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \exp \left[\frac{2}{\mathcal{N}_0} \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) a_q^k \cos(2\pi f_0 t + \theta) dt \right] d\theta \right] \right\} \right\}, \quad (7)$$

где k_1 – постоянный коэффициент; $Q = 2$; $a_0^k = 1$; $a_1^k = -1$.

Таким образом, получаем $\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \ln \left\{ Q^{-1} \sum_{q=0}^{Q-1} I_0 \mathcal{N}_0^{-1} [x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)]^{0,5} \right\} \right\} \right\}$, где $I_0(x)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка; $x_{I_k}(t) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) \cos 2\pi f_0 t dt$; $x_{Q_k}(t) = \int_{kT_c}^{(k+1)T_c} x(t) \sin 2\pi f_0 t dt$. Тогда (7) можно упростить [4]

$$\Lambda[X(t)] = k_1 E_{q, \theta | \varepsilon} \left\{ \exp \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} \frac{1}{\mathcal{N}_0^2} \sqrt{x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)} \right\} \right\}. \quad (8)$$

Подставляя $\tau = \varepsilon T_c$ в (8) и масштабируя $x_{I_k}(t)$ и $x_{Q_k}(t)$ коэффициентом $\sqrt{2}$, получаем $x_{I_k}(t) = \sqrt{2} \left\{ \int_{kT_c - \tau}^{kT_c} x(t + \tau) \cos[2\pi f_0(t + \tau)] dt + \int_{kT_c}^{(k+1)T_c - \tau} x(t + \tau) \cos[2\pi f_0(t + \tau)] dt \right\} = \sqrt{E} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \cos \varphi + w_I$; $x_{Q_k}(t) = \sqrt{2} \left\{ \int_{kT_c - \tau}^{kT_c} x(t + \tau) \sin[2\pi f_0(t + \tau)] dt + \int_{kT_c}^{(k+1)T_c - \tau} x(t + \tau) \sin[2\pi f_0(t + \tau)] dt \right\} = \sqrt{E} [a_k \tau + a_{k+1} \times (T_c - \tau)] \sin \varphi + w_Q$.

Тогда можно записать, что $x_{I_k}^2(t) = \bar{E} \cos^2 \varphi [a_k^2 \tau^2 + a_{k+1}^2 (T_c - \tau)^2 + 2a_k a_{k+1} \tau (T_c - \tau)] + w_I^2 + 2w_I \sqrt{\bar{E}} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \cos \varphi$; $x_{Q_k}^2(t) = \bar{E} \sin^2 \varphi [a_k^2 \tau^2 + a_{k+1}^2 (T_c - \tau)^2 + 2a_k a_{k+1} \tau (T_c - \tau)] + w_Q^2 + 2w_Q \sqrt{\bar{E}} [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)] \sin \varphi$. Let $x_k^2(t) = x_{I_k}^2(t) + x_{Q_k}^2(t)$. Отсюда

$$x_k^2(t) = \bar{E}[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2 + w_I^2 + w_Q^2 + 2\sqrt{\bar{E}}[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)](w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi). \quad (9)$$

Суммируя x_j , $j = 0, \dots, N-1$ и подставляя $\tau = \varepsilon T_c$ в (9), получаем $\lambda = \sum_{k=0}^{N-1} x_k^2(t) = \bar{E} T_c^2 \sum_{k=0}^{N-1} [\varepsilon^2 \times (a_k - a_{k+1})^2 + a_{k+1}^2] + 2\sqrt{\bar{E}} \varepsilon T_c \sum_{k=0}^{N-1} (a_k - a_{k+1}) [T_c a_{k+1} \sqrt{\bar{E}} + w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi] + 2\sqrt{\bar{E}} T_c \sum_{k=0}^{N-1} a_{k+1} \times (w_I \cos \varphi + w_Q \sin \varphi) + N(w_I^2 + w_Q^2)$. Так как φ – равномерно распределенная величина в пределах интервала $[0, 2\pi)$, математическое ожидание и дисперсия случайной величины λ определяются по формулам:

$$\begin{cases} E[\lambda | \varepsilon] = \bar{E} N T_c^2 E[a_n^2] (1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) + NE[w_I^2 + w_Q^2] = N \mathcal{N}_0 T_c [1 + C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) SNR_c]; \\ \sigma_\lambda^2 = \text{Var}(\lambda | \varepsilon) = E[\lambda^2 | \varepsilon] - E[\lambda | \varepsilon]^2, \end{cases} \quad (10)$$

где

$$E[\lambda^2 | \varepsilon] = NE \left\{ \bar{E}^2 [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^4 + 4\bar{E}(w_I^2 + w_Q^2) [a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2 + (w_I^2 + w_Q^2)^2 \right\}. \quad (11)$$

Принимая во внимание определение $E[\lambda | \varepsilon]$ в (10) и $E[\lambda^2 | \varepsilon]$ в (11), получаем $\sigma_\lambda^2 = \text{Var}(\lambda | \varepsilon) = N \{ \bar{E}^2 \text{Var}\{[a_k \tau + a_{k+1}(T_c - \tau)]^2\} + \text{Var}\{w_I^2 + w_Q^2\} \} \approx N(\mathcal{N}_0 T_c)^2 [1 + 2C(1 - 2\varepsilon + 2\varepsilon^2) SNR_c]$.

Приложение 2. Энергетический обнаружитель

При наличии сигнала процесс на входе энергетического обнаружителя имеет вид: $x(t) = \sqrt{2} \{ [\sqrt{\bar{E}} a(t) \cos \varphi + w_I(t)] \cos 2\pi f_0 t - [\sqrt{\bar{E}} a(t) \sin \varphi + w_Q(t)] \sin 2\pi f_0 t \}$, где w_I , w_Q – узкополосная гауссовская помеха с двусторонней спектральной плотностью мощностью $0,5 \mathcal{N}_0$ в диапазоне $|f| < 0,5B$ [1]. Среднее значение и дисперсия процесса для независимых сигналов [1, 10]:

$$\begin{aligned} E[Z(t)] &= 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} 2 \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \{ [\sqrt{\bar{E}} a(t) \cos \varphi + w_I(t)] \cos 2\pi f_0 t - [\sqrt{\bar{E}} a(t) \sin \varphi + w_Q(t)] \sin 2\pi f_0 t \}^2 dt = \\ &= 2\mathcal{N}_0^{-1} \sum_{n=0}^{N-1} \left\{ \bar{E} E[a_n^2] T_c + \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} E[w_I^2(t) + w_Q^2(t)] dt \right\} = 2BT \{ 1 + \bar{E} E[a_n^2] / B \mathcal{N}_0 \}; \\ \sigma_Z^2 &= \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ R_v(t) - E^2[v(t)] \} dt = \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \sum_{n=0}^{N-1} \int_{nT_c}^{(n+1)T_c} \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ R_v(t) - E^2[v_n(t)] \} dt, \end{aligned} \quad (12)$$

где $v_n(t) = \bar{E} a_n^2 + 2\sqrt{\bar{E}} a_n \cos \varphi w_I(t) + 2\sqrt{\bar{E}} a_n \sin \varphi w_Q(t) + w_I^2(t) + w_Q^2(t)$.

В результате получаем

$$E[v_n(t)] = \bar{E} E[a_n^2] + \mathcal{N}_0 B. \quad (13)$$

Автокорреляционная функция определяется как

$$\begin{aligned} R_v(\tau) &= E[v_n(t) v_n(t + \tau)] = E \{ \bar{E}^2 a_n^4 + 2\bar{E} a_n^2 [w_I^2(t) + w_Q^2(t) + w_I^2(t + \tau) + w_Q^2(t + \tau)] + 2\bar{E} a_n^2 w_I(t) w_I(t + \tau) + \\ &+ 2\bar{E} a_n^2 w_Q(t) w_Q(t + \tau) + [w_I^2(t) + w_Q^2(t)] [w_I^2(t + \tau) + w_Q^2(t + \tau)] \} = \\ &= \bar{E}^2 E[a_n^4] + 2\bar{E} E[a_n^2] \mathcal{N}_0 B + 4\bar{E} E[a_n^2] R_w(\tau) + 2R_{w^2}(\tau) + 0,5(\mathcal{N}_0 B)^2, \end{aligned} \quad (14)$$

где

$$R_{w^2}(\tau) = 2R_w^2(\tau) + 0,25(\mathcal{N}_0 B)^2; \quad R_w(\tau) = 0,5 \mathcal{N}_0 B \text{sinc}(B\tau). \quad (15)$$

Подставляя (13)–(15) в (12), получаем

$$\begin{aligned} \sigma_Z^2 &= \frac{8T}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ 4\bar{E} E[a_n^2] R_w(t) + 4R_w^2(t) + \bar{E} \text{Var}[a_n^2] \} dt = \\ &= \frac{16BT}{\mathcal{N}_0^2} \int_0^T \left(1 - \frac{t}{T} \right) \{ \bar{E} E[a_n^2] \mathcal{N}_0 B \text{sinc}(Bt) + 0,5 \mathcal{N}_0^2 B^2 \text{sinc}^2(Bt) + 0,5 \bar{E} \text{Var}[a_n^2] \} dt. \end{aligned} \quad (16)$$

При больших значениях BT формула (16) может быть записано в более простом виде

$$\sigma_Z^2 = \frac{8T}{\mathcal{N}_0} \{ \bar{E} E[a_n^2] + 0,5 \mathcal{N}_0 B \} + 4 \frac{\bar{E}^2 T^2 \text{Var}[a_n^2]}{\mathcal{N}_0^2}. \quad (17)$$

References

1. Peterson R. L., Ziemer R. E., Borth D. E. (1995) Introduction to Spread Spectrum Communications. *Englewood Cliffs*. NJ, USA, Prentice Hall.
2. Pappu C. S., Beal A. N., Flores B. C. (2021) Chaos Based on Frequency Modulation for Joint Monostatic and Bistatic Radar-Communication Systems. *Remote Sensing*. 13 (20).
3. Rohdea G. K., Nichols J. M., Bucholtz F. (2008) Chaotic Signal Detection and Estimation Based on Attractor Sets: Applications to Secure Communications. *Chaos: an Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*. 18.
4. Miliou A. N., Antoniadis I. P., Stavriniades S. G., Anagnostopoulos A. N. (2007) Secure Communications by Chaotic Synchronization: Robustness under Noisy Conditions. *Nonlinear Analysis: Real World Applications*. 8 (13), 2003–2012.
5. Yaningsih S. H. et al. (2021) Wireless Chaos-Based Communication System: Literature Review. *International Journal Quantitative Research and Modelling*. 2 (1), 46–54.
6. Ren H.-P., Bai C., Liu J., Baptista M. S., Grebofdi C. (2016) Experimental Validation of Wireless Communication with Chaos. *Chaos: an Interdisciplinary Journal of Nonlinear Science*. 26.
7. Messaadi M., Teguig D., Sadoidi S., Ouslimani A., Mesloub A. (2021) GoF Based Chaotic on-off Keying: a New Non-Coherent Modulation for Direct Chaotic Communication. *Journal of Communications Technology and Electronics*. 66, S194–S200.
8. Quyen N. X. (2021) BER Analysis for 2x2 MIMO High-Efficiency DCSK System. *Electronica*. 21 (1), 50–57.
9. Tuzlukov V. (2013) *Signal Processing in Radar Systems*. Boca Raton, London, New York, CRC Press Taylor & Francis Group. 606.
10. Papoulis A., Pillai S. U. (2002) *Probability, Random Variables, and Stochastic Processes*. New York, USA, McGraw-Hill Europe. 852.

Сведения об авторе

Тузлуков В. П., д-р физ.-мат. наук, проф., зав. каф. технической эксплуатации авиационного и радиоэлектронного оборудования Белорусской государственной академии авиации

Адрес для корреспонденции

220096, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Уборевича, 77
Белорусская государственная академия авиации
Тел.: +375 44 549-35-17
E-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Information about the author

Tuzlukov V. P., Dr. of Sci. (Phys. and Math.), Professor, Head of the Department of Technical Maintenance of Aviation and Radio Electronic Equipment of the Belarusian State Aviation Academy

Address for correspondence

220096, Republic of Belarus,
Minsk, Ubovich St., 77
Belarusian State Aviation Academy
Tel.: +375 44 549-35-17
E-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-70-74>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396

ОСОБЕННОСТИ ЦИФРОВОГО ДИАГРАММООБРАЗОВАНИЯ В СУБАПЕРТУРНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ ВЫСОКОИНФОРМАТИВНЫХ КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ

С. В. КОЗЛОВ, В. В. РАДИОНОВИЧ

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

Поступила в редакцию 20.09.2023

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

Аннотация. В статье показано, что при цифровом диаграммообразовании в субапертурной антенной решетке высокоинформативных космических радиолокаторов с синтезированием апертуры необходимо предусматривать процедуру выравнивания временных задержек выходных сигналов субапертур на передачу и на прием. Установлено, что потери в отношении сигнал/шум на радиолокационном изображении точечной цели для типового размера апертуры по углу места 0,7 м и при ширине спектра сигнала 600 МГц достигают 2,1 и 7,5 дБ для углов отклонения от надира 21° и 50° соответственно. Сформулированы рекомендации по выравниванию задержек на передачу и прием на основе спектральной обработки. Приведены результаты моделирования.

Ключевые слова: радиолокационное изображение, синтез апертуры антенны, антенная решетка, субапертура, временная задержка огибающей, быстрое преобразование Фурье.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Козлов, С. В. Особенности цифрового диаграммообразования в субапертурных антенных решетках высокоинформативных космических радиолокаторов с синтезированием апертуры / С. В. Козлов, В. В. Радионович // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 70–74. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-70-74>.

DIGITAL BEAMFORMING FEATURES IN SUBAPERTURE ANTENNA ARRAYS OF HIGHLY INFORMATIVE SPACE RADARS WITH APERTURE SYNTHESIS

SERGEI V. KOZLOV, VLADISLAV V. RADIONOVICH

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

Submitted 20.09.2023

Abstract. It is shown that during digital beamforming in a subaperture antenna array of highly informative space radars with synthetic aperture, it is necessary to provide a procedure for equalizing the time delays of the subaperture output signals for transmission and reception. It has been established that losses in the signal-to-noise ratio on a radar image of a point target for a typical aperture size at an elevation angle of 0.7 m and a signal spectrum width of 600 MHz reach 2.1 and 7.5 dB for off-nadir angles of 21° and 50°, respectively. Recommendations are formulated for equalizing time delays for transmission and reception based on spectral processing. Simulation results are presented.

Keywords: radar image, antenna aperture synthesis, antenna array, subaperture, envelope time delay, fast Fourier transform.

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

For citation. Kozlov S. V., Radionovich V. V. (2023) Digital Beamforming Features in Subaperture Antenna Arrays of Highly Informative Space Radars with Aperture Synthesis. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 70–74. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-70-74> (in Russian).

Введение

Одной из основных тенденций развития радиолокаторов с синтезированием апертуры космического базирования является использование активных антенных решеток (АР). Это объясняется необходимостью управлять положением главного лепестка диаграммы направленности АР без поворота корпуса космического аппарата и связанных с ним энергетических затрат. Вторая тенденция – использование широкополосных сигналов с шириной их спектра до 1200 МГц [1]. При этом временное запаздывание сигнала между различными активными субапертурами АР становится соизмеримым с шириной главного лепестка функции рассогласования сигнала. В [1, 2] отмечено, что без выравнивания временных задержек в процессе цифрового диаграммообразования (ЦДО) в субапертурной АР максимумы сигналов субапертур после обработки не будут совпадать по времени. Это приводит к «размыванию» формы отклика сигнала от точечной цели на радиолокационном изображении. Для компенсации задержек предложено использовать линии задержки с перестраиваемым временем задержки исходя из геометрии наблюдения.

Целью исследований авторов являлась конкретизация особенностей ЦДО в указанных АР в части характеристик отклика сигнала от точечной цели и величины энергетических потерь при отсутствии и наличии компенсации временных задержек в субапертурной антенной решетке космического радиолокатора с синтезированием апертуры (РСА) методом моделирования.

Условия и методика моделирования

Типовая геометрия наблюдения в космическом РСА приведена на рис. 1. Высота орбиты РСА составляет H_{op} , нормаль АР ориентирована в нади́р, угол θ отклонения главного лепестка от нади́ра может принимать значения от 20° до 50° справа и слева от линии пути, что обеспечивает двусторонний обзор без поворота корпуса космического аппарата (аналогично системе дистанционного зондирования Земли ИСЗУЕ). Длина антенных решеток в угломестной плоскости составляет L , что приводит к разности задержек сигнала между крайними точками АР при распространении сигнала в одном направлении на величину $\Delta\tau = L\sin\theta/c$, где c – скорость света.

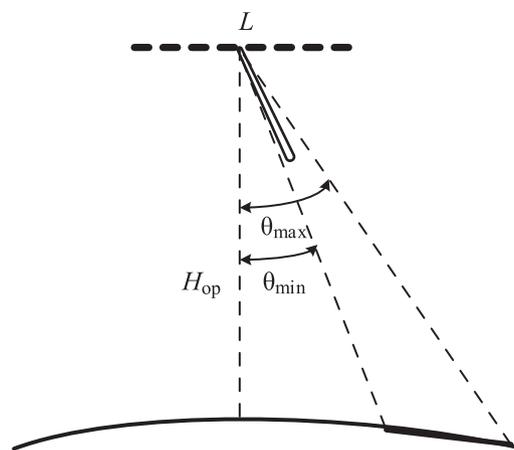


Рис. 1. Геометрия наблюдения в радиолокаторе с синтезированием апертуры космического базирования
Fig. 1. Observation geometry in space-based synthetic aperture radar

В качестве зондирующего сигнала рассматривались последовательности линейно-частотно-модулированных радиоимпульсов длительностью T_0 и шириной спектра Δf_0 . Сигнал от точечной цели после ЦДО на выходе M -элементной АР без несущественного в данном случае

амплитудного множителя и собственной фазы коэффициента отражения от цели можно представить в виде

$$\dot{U}(t) = \sum_{n=1}^M \dot{W}_n^{(r)} \left(\sum_{m=1}^M \dot{W}_m^{(tr)} \dot{U}_0(t - \bar{\tau} - (1 - v_{tr})\tau_m - (1 - v_r)\tau_n) e^{j\varphi_m(\theta)} \right) e^{j\varphi_n(\theta)}, \quad (1)$$

где $\dot{W}_n^{(r)}$, $\dot{W}_m^{(tr)}$ – весовые коэффициенты при ЦДО на прием и передачу; $\dot{U}_0(t)$ – закон модуляции зондирующего сигнала; $\bar{\tau}$ – время задержки сигнала от центра АР; $v_{tr} = 0, 1$, $v_r = 0, 1$ – дискретные переменные, определяющие наличие (1) или отсутствие (0) выравнивания временных задержек по апертуре; τ_m – разность времен задержек на передачу от центра АР и m -й субапертуры; τ_n – разность времен задержки на прием от центра АР и n -й субапертуры; $\varphi_m(\theta)$ – сдвиг фаз от m -й субапертуры по сравнению с центром АР на передачу при направлении наблюдения θ ; $\varphi_n(\theta)$ – сдвиг фаз от n -й субапертуры на прием.

Весовые коэффициенты ЦДО таковы, что $\arg(\dot{W}_m^{(tr)}) = -\varphi_m(\theta)$, $\arg(\dot{W}_n^{(r)}) = -\varphi_n(\theta)$, то есть происходит фокусировка АР в заданном направлении на передачу и прием. Амплитудное распределение на прием и передачу равномерное – $|\dot{W}_m^{(tr)}| = |\dot{W}_n^{(r)}| = 1$. Методика моделирования предполагала расчет принимаемого сигнала в соответствии с формулой (1), сжатие его в согласованном фильтре устройства внутрипериодной обработки с получением сигнала $\dot{Y}(t)$ и анализ характеристик сигнала. В качестве численных показателей использовались:

– коэффициент $\gamma_{\text{ГП}} = \frac{\Delta t(v_{tr}, v_r = 0)}{\Delta t(v_{tr}, v_r = 1)}$ увеличения ширины Δt главного лепестка сигнала на выходе согласованного фильтра по уровню 0,5 от максимального значения при отсутствии компенсации временных задержек по апертуре;

– коэффициент $\eta = \frac{Y_{\text{max}}^2(v_{tr}, v_r = 0)}{Y_{\text{max}}^2(v_{tr}, v_r = 1)}$ энергетических потерь за счет отсутствия компенсации временных задержек, где $Y_{\text{max}} = \max(|\dot{Y}(t)|)$.

Результаты моделирования

На рис. 2, *a*, *b* приведены амплитудные огибающие сигнала на выходе согласованного фильтра при наличии выравнивания временных задержек (кривая 1) и задержек только на передачу (кривая 2), отсутствии выравнивания (кривая 3) при $L = 0,7$ м, $M = 8$, $H = 500$ км, $\theta = 50^\circ$ для различных значений Δf_0 .

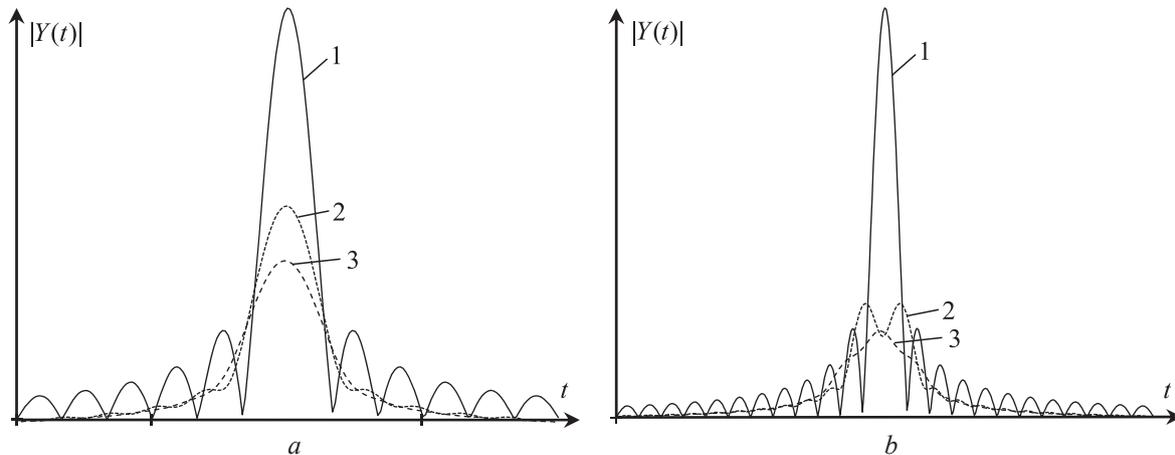


Рис. 2. Амплитудная огибающая сигнала от точечной цели на выходе согласованного фильтра:

$a - \Delta f_0 = 600$ МГц; $b - \Delta f_0 = 1200$ МГц

Fig. 2. Amplitude envelope of the signal from a point target at the output of the matched filter:

$a - \Delta f_0 = 600$ MHz; $b - \Delta f_0 = 1200$ MHz

Как видно из рис. 2 (кривая 3), отсутствие выравнивания временных задержек приводит к уменьшению амплитуды сигнала на выходе согласованного фильтра, расширению главного лепестка и разрушению (сглаживанию) осциллирующей структуры боковых лепестков функции

рассогласования. В табл. 1 для тех же типовых исходных данных, что и на рис. 2, приведены результаты моделирования для крайних значений угла отклонения от надира θ (21° и 50°) и различных значений ширины спектра сигнала при выравнивании временных задержек как на прием, так и на передачу. Позиция *Sinc* означает сохранение осциллирующего характера боковых лепестков, «Нет» – отсутствие выраженных боковых лепестков.

Таблица 1. Результаты моделирования энергетических потерь и расширения главного лепестка
Table 1. Simulation result of energy losses and main lobe expansion

Ширина спектра, МГц / Bandwidth, MHz	$\theta = 21^\circ$			$\theta = 50^\circ$		
	Потери η , дБ / Losses η , dB	$\gamma_{\text{гп}}$	Характер боковых лепестков / Character of the side lobes	Потери η , дБ / Losses η , dB	$\gamma_{\text{гп}}$	Характер боковых лепестков / Character of the side lobes
150	0,13	1,00	<i>Sinc</i>	0,65	1,02	<i>Sinc</i>
300	0,56	1,00	<i>Sinc</i>	2,50	1,03	<i>Sinc</i>
450	1,20	1,00	<i>Sinc</i>	5,00	1,36	Нет
600	2,10	1,14	<i>Sinc</i>	7,50	1,40	Нет
900	4,40	1,21	Нет	10,6	2,21	Нет
1200	6,80	1,47	Нет	13,00	2,47	Нет

Как следует из результатов моделирования, для типовых размеров АР космических РСА и при двухстороннем обзоре без поворота корпуса космического аппарата энергетические потери полезного сигнала из-за неравенства временных задержек по апертуре становятся значительными при $\Delta f_0 \geq 300$ МГц. В случае $\Delta f_0 \geq 600$ МГц существенным также является снижение разрешающей способности по наклонной дальности.

Технические решения по компенсации временных задержек в субапертурной антенной решетке

Из результатов моделирования следует, что задержки в субапертурной АР необходимо выравнивать как на передачу, так и на прием. Наиболее просто компенсируются задержки на передачу, если зондирующий сигнал в субапертурах формируется методом прямого цифрового синтеза (DDS). Это предусматривает расчет временных задержек для заданной геометрии наблюдения и коррекцию временного представления сигнала в схемах DDS субапертур.

Экономичный в аппаратурном плане вариант выравнивания временных задержек на прием предполагает: перевод сигналов субапертур в спектральную область путем вычисления быстрого преобразования Фурье принимаемой в пределах периода повторения реализации; коррекцию фазового спектра в соответствии с вычисленными временными задержками на основе теоремы о сдвиге; вычисление весовых коэффициентов неадаптивного или адаптивного ЦДО; весовое суммирование спектров и, при необходимости, обратный переход к временному представлению сигнала [2]. Аппаратурные затраты на реализацию выравнивания состоят в необходимости вычисления спектров выходных сигналов всех субапертур в устройстве ЦДО или непосредственно в субапертурах и умножения их на корректирующие весовые коэффициенты. При времени записи сигнала в пределах каждого периода повторения 100 мкс и частоте повторения импульсов РСА 5 кГц требуемая производительность процессоров вычисления прямого и обратного быстрого преобразования Фурье в расчете на одну субапертуру составит 18, 39 и 83 GFLOPS при ширине спектра сигнала 600, 900 и 1200 МГц соответственно. В случае выравнивания задержек на устройстве ЦДО требуемая производительность увеличивается примерно пропорционально половине числа субапертур (обратное преобразование проводится только один раз после ЦДО в спектральной области) при возможности дополнительного снижения требований к производительности за счет отказа от выравнивания малых задержек для части субапертур, наиболее близких к центру АР.

Заключение

Полученные значения коэффициентов энергетических потерь и расширения главного лепестка функции рассогласования могут быть использованы для обоснованного выбора алгоритма и параметров цифрового диаграммообразования в радиолокаторах с широкополосными сигналами, и в частности для высокоинформативных космических радиолокаторов с синтезированием апертуры на базе субапертурных антенных решеток.

Список литературы

1. Алексеева, А. М. О построении активных фазированных антенных решеток для космических радиолокаторов с синтезированной апертурой высокого разрешения / А. М. Алексеева, Т. М. Лепёхина, В. Г. Польш // Вестник «НПО им. С. А. Лавочкина». 2022. № 1. С. 44–50.
2. Козлов, С. В. Цифровое диаграммообразование с компенсацией мешающих источников излучений в крупноапертурной антенной решетке и широкополосным зондированием / С. В. Козлов, М. А. Лобан, В. В. Радионович // Новости науки и технологии. 2021. № 3. С. 14–22.

References

1. Alekseeva A. M., Lepeshina T. M., Pol V. G. (2022) On the Construction of Active Phased Array Antennas for High-Resolution Synthetic Aperture Space Radars. *Bulletin of the "Scientific and Production Organization named after S. A. Lavochkin"*. (1), 44–50.
2. Kozlov S. V., Loban M. A., Radionovich V. V. (2021) Digital Beamforming with Compensation of Interfering Radiation Sources in Large-Aperture Antenna Arrays and Broadband Sensing. *News Science and Technologies*. (3), 14–22.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Козлов С. В., д-р техн. наук, проф., проф. каф. информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Радионович В. В., асп. каф. 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 17 293-88-17
E-mail: radionovich@bsuir.by
Радионович Владислав Валерьевич

Information about the authors

Kozlov S. V., Dr. of Sci. (Tech.), Professor, Professor at Information Radioengineering Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Radionovich V. V., Postgraduate at Information Radioengineering 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 17 293-88-17
E-mail: radionovich@bsuir.by
Radionovich Vladislav Valer'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-75-83>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.383:621.396

АНАЛИЗ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЙ ПАРАМЕТРОВ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННЫХ СИСТЕМ

А. В. ШАРАМЕТ^{1,2}, А. Н. ЛЫСЫЙ¹

¹ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»
(г. Минск, Республика Беларусь)

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

Поступила в редакцию 31.05.2023

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

Аннотация. Измерение параметров диаграммы направленности антенны является актуальной задачей при разработке и эксплуатации радиотехнических систем. Ее решение возможно различными методами антенных измерений. При этом в зависимости от зоны излучения антенны выделяются две основные группы способов измерений: методы прямых измерений в дальней зоне и методы реконструктивных измерений в ближней зоне. Методы антенных измерений в дальней зоне, позволяющие получить прямые результаты, являются наиболее отработанными и простыми, поскольку в случае дальней зоны угловое распределение поля независимо от расстояния характеризуется диаграммой направленности. Методы ближней зоны основаны на измерении амплитудно-фазового распределения ортогональных компонент электромагнитного поля в ближней зоне с последующим пересчетом параметров и восстановлением пространственной диаграммы направленности исследуемой антенны. Сравнительный анализ основных групп методов антенных измерений показал, что на современном этапе их развития ввиду ряда преимуществ наибольшее распространение получили методы измерения в ближней зоне с последующей реконструкцией диаграммы направленности исследуемой антенны в дальней зоне.

Ключевые слова: антенные измерения, диаграмма направленности, зона излучения, радиолокационная станция, источник радиоизлучения, зона обнаружения, облёт, сканирование.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Шарамет, А. В. Анализ методов измерений параметров диаграммы направленности антенных систем / А. В. Шарамет, А. Н. Лысый // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 75–83. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-75-83>.

ANALYSIS OF METHODS FOR MEASURING PARAMETERS OF THE RADIATION PATTERN OF ANTENNA SYSTEMS

ANDREI V. SHARAMET^{1,2}, ANDREI N. LYSY¹

¹JSC “KB Radar” – Managing Director Holding Company “Radar Systems” (Minsk, Republic of Belarus)

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

Submitted 31.05.2023

Abstract. Measuring the parameters of the antenna pattern is an urgent task in the development and operation of radio engineering systems. This problem can be solved by various methods of antenna measurements. In this case, depending on the radiation zone of the antenna, two main groups of measurement methods are distinguished: methods of direct measurements in the far-field and methods of reconstructive measurements in the near-field.

Methods of antenna measurements in the far-field, which allow obtaining direct results, are the most developed and simple, since in the case of the far-field, the angular distribution of the field, regardless of distance, is characterized by a radiation pattern. Methods of the near-field are based on measuring the amplitude-phase distribution of the orthogonal components of the electromagnetic field in the near zone with subsequent recalculation of the parameters and restoration of the spatial radiation pattern of the antenna under study. The comparative analysis of the main groups of antenna measurement methods shows that at the present stage of their development, due to a number of advantages, measurement methods in the near-field with subsequent reconstruction of the radiation pattern of the studied antenna in the far-field are most widely used.

Keywords: antenna measurements, radiation pattern, radiation zone, radar station, radio emission source, detection zone, flying around, scanning.

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

For citation. Sharamet A. V., Lysy A. N. (2023) Analysis of Methods for Measuring Parameters of the Radiation Pattern of Antenna Systems. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 75–83. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-75-83> (in Russian).

Введение

Тактико-технические характеристики современных радиолокационных станций (РЛС) предъявляют повышенные требования к вопросам технической организации и метрологической корректности измерений их параметров. Особую актуальность в этом плане приобретают антенные измерения, по результатам которых появляется возможность не только получить характеристики антенных систем, но и оценить пространственные показатели возможностей РЛС [1]. Кроме того, антенные измерения позволяют более точно откалибровать математические модели и сформировать наборы исходных данных для моделирования при проведении полунатурных испытаний [2]. Ввиду этого, теория и техника антенных измерений – одни из наиболее интенсивно развивающихся направлений, среди которых – методы антенных измерений в дальней зоне (ДЗ) и ближней зоне (БЗ). К основным антенным измерениям в ДЗ относятся: метод вышки, радиоастрономический метод и методы облёта. В БЗ измерения реализуются методами сканирования по различным поверхностям вблизи исследуемой антенны с последующей реконструкцией диаграммы направленности (ДН) в дальней зоне.

Антенные измерения в дальней зоне методом вышки

Первыми, получившими наибольшее распространение, способами прямых измерений параметров ДН явились измерения в ДЗ. Самый широко применяемый на практике – метод вышки. Его особенность – наличие прямой видимости между исследуемой и измерительной антеннами, расстояние которой определяется в соответствии с выражением

$$R_m \geq \frac{2D^2}{\lambda}. \quad (1)$$

При этом во всем секторе измерений максимальная высота препятствий не должна превышать допустимую $h_{\text{доп}}$ и удовлетворять условию $h_{\text{доп}} \leq \lambda/16\sin\theta$, где θ – угол падения волны. Выполнение указанных условий обеспечит точность измерений не менее 2 % [1, 3].

Проведенный анализ [1, 3–5] показывает, что метод вышки позволяет проводить оценку параметров ДН в широком диапазоне электрических размеров антенн и может применяться как на открытых участках местности (полигонах), так и в безэховых камерах. В то же время в условиях полигонов наличие переотражений от земной поверхности приводит к дополнительным ошибкам при измерении параметров ДН. Исследования методом вышки [5] измерительной антенны П6-23М на частоте 3,5 ГГц показали, что такие ошибки могут достигать 3 дБ и более.

Следует отметить, что переотражения от земной поверхности в VHS-диапазоне оказывают существенное влияние. Это вызвано особенностью двупутного распространения радиоволн (наличие прямой и переотраженной волн). Данное влияние может быть учтено только отдельной оценкой E - и H -составляющих волны с последующим пересчетом. Кроме того, метод вышки дает значительные различия в зависимости от характера подстилающей поверхности и климатичес-

ких условий. Эти различия вызывают необходимость учета типа и состояния подстилающей поверхности, характеризующейся удельной электрической проводимостью σ и относительной диэлектрической проницаемостью ϵ_{rov} . Средние значения σ и ϵ_{rov} для разных типов поверхности представлены в табл. 1.

Таблица 1. Усредненные параметры подстилающей поверхности
Table 1. Average parameters of the underlying surface

Тип поверхности / Surface type	Значение σ , См/м, при f , ГГц / Value σ , S/m, at f , GHz		Значение ϵ_{rov} при f , ГГц / Value ϵ_{rov} at f , GHz	
	0,3	3,0	0,3	3,0
Вода морская ($T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$)	3,5	3,5	75	70
Вода пресная ($T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$)	0,15	1,5	80	75
Лёд ($T = -10\text{ }^{\circ}\text{C}$)	0,05	0,035	4,5	4
Снег ($T = -10\text{ }^{\circ}\text{C}$)	10^{-6}	10^{-5}	1,2	1,2
Почва сухая ($T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$)	10^{-4}	0,035	4,3	4,3
Почва влажная ($T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$)	0,16	0,75	27	27
Почва мерзлая ($T = -10\text{ }^{\circ}\text{C}$)	0,05	–	4,5	–
Лес ($T = 22\text{ }^{\circ}\text{C}$)	$5 \cdot 10^{-6}$	10^{-4}	1	1,2

Анализ табл. 1 показывает, что в течение года (при различной температуре) значения σ и ϵ_{rov} для одного и того же участка местности существенно меняются. В качестве примера на рис. 1 приведены зависимости модуля коэффициента отражения в VHS-диапазоне длин волн для различных состояний водной поверхности при малых углах падения.

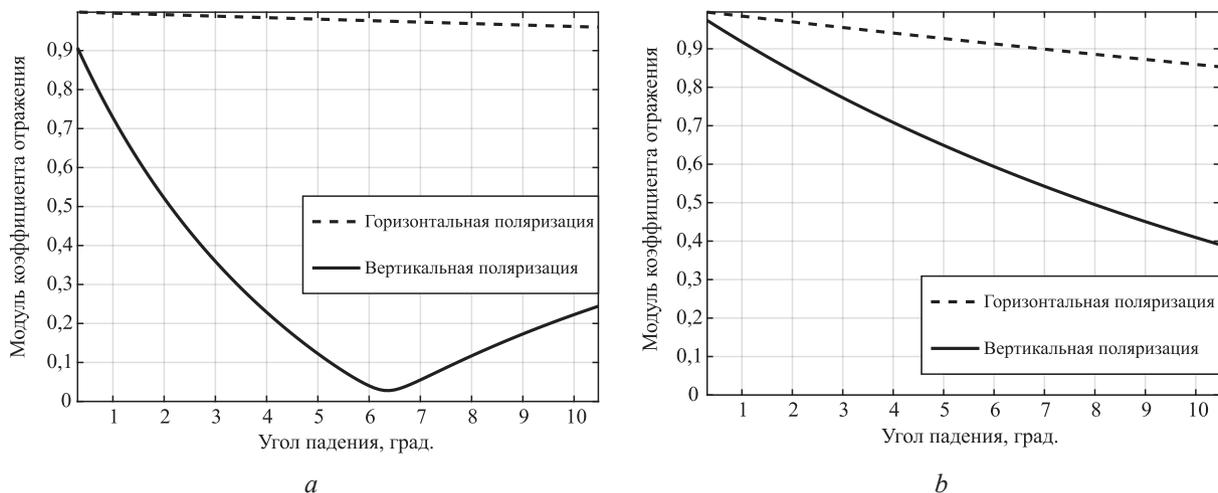


Рис. 1. Значения модуля комплексного коэффициента отражения на частоте 0,3 ГГц:
a – для $\sigma = 0,15$ См/м, $\epsilon_{rov} = 80$, $T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$; *b* – для $\sigma = 0,05$ См/м, $\epsilon_{rov} = 4,5$, $T = -10\text{ }^{\circ}\text{C}$
Fig. 1. Values of the modulus of the complex reflection coefficient at a frequency of 0.3 GHz:
a – for $\sigma = 0.15$ S/m, $\epsilon_{rov} = 80$, $T = 23\text{ }^{\circ}\text{C}$; *b* – for $\sigma = 0.05$ S/m, $\epsilon_{rov} = 4.5$, $T = -10\text{ }^{\circ}\text{C}$

Согласно рис. 1, в условиях положительных температур для волны с вертикальной поляризацией модуль коэффициента отражения изменяется от 0 до 1 (рис. 1, *a*), в то время как при отрицательных температурах (рис. 1, *b*) наблюдается слабая зависимость (от 0,4 до 1,0). Это обуславливает необходимость оценки параметров ДН для различных условий эксплуатации РЛС, что существенно усложняет реализацию метода вышки.

При использовании вместо открытых полигонов безэховых камер влияние переотражений существенно минимизируется. Однако в данном случае метод вышки применим только для антенн с небольшим значением R_m . Для снятия такого ограничения используют измерения на коротких интервалах времени (временных окнах длительностью от 0,1 пс до 1,0 мкс), что позволяет реализовать метод вышки в помещениях, не оборудованных радиопоглощающими материалами.

При этом расстояние от линии визирования «исследуемая антенна – зонд» до ближайшего предмета должно удовлетворять условию¹:

$$D_{ref} \geq 0,5 \left(\sqrt{(c\tau_{min})^2 + 2c\tau_{min}R_m} \right),$$

где c – скорость света; τ_{min} – минимальный размер временного окна.

Для исследуемой антенны, имеющей, согласно (1), границу дальней зоны 20,0 м, при использовании временного окна 1,0 нс расстояние до ближайшего предмета составит 1,7 м, что позволяет применять метод вышки в лабораторных и промышленных помещениях.

Радиоастрономический метод измерений по радиоизлучению космических объектов

Радиоастрономический метод предполагает использование внеземных (космических) объектов в качестве источников сигнала [6]. Особенностью метода является то, что он применим для антенн, ширина ДН которых в 10–20 раз больше угловых размеров источника радиоизлучения. Проведенный анализ [6, 7] показывает, что для РЛС VHS-диапазона, имеющих ДН шириной более 4°, эффективным источником радиоизлучения является Солнце, угловой размер которого составляет 32'. При этом в данном диапазоне спектральная плотность потока мощности радиоизлучения спокойного Солнца (S_c) составляет $(0,5–1,0) \cdot 10^{-21}$ Вт/(м²·Гц) [Дж/м²]. Спектральная плотность потока мощности радиоизлучения Солнца на входе приемного устройства РЛС определяется согласно выражению

$$N_c = S_c \lambda^2 / 4\pi GL_{np}, \quad (2)$$

где G – коэффициент усиления антенны; L_{np} – коэффициент потерь сигнала в тракте.

Спектральная плотность мощности собственных шумов приемного устройства²

$$N_0 = kT_0 (K_{ш} + \gamma_a - 1), \quad (3)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; $K_{ш}$ – коэффициент шума приемного устройства; $T_0 = 290$ К – шумовая температура; $\gamma_a = T_0 / T_a$ – относительная шумовая температура антенны; T_a – абсолютная температура антенны.

Проведенные в (2) и (3) расчеты для РЛС VHS-диапазона представлены в табл. 2. При вычислениях принято $S_c = 0,75 \cdot 10^{-21}$ Вт/(м²·Гц).

Таблица 2. Расчетные данные для радиолокационных станций VHS-диапазона

Table 2. Calculation data for VHS-band radar stations

Радиолокационная станция / Radar station	λ , м / λ , m	G	$K_{ш}$	L_{np} , дБ / L_{np} , dB	N_0 , Дж / N_0 , J	N_c , Дж / N_c , J	N_c / N_0
5Н84А	1,67	28,5	2,5	3	$0,99 \cdot 10^{-20}$	$6,2 \cdot 10^{-20}$	6,2
1РЛ131	1,87	22,5	2,3	3	$0,92 \cdot 10^{-20}$	$3,9 \cdot 10^{-20}$	4,2
5Р08РБ-Д	1,71	21,0	2,0	2	$0,81 \cdot 10^{-20}$	$3,1 \cdot 10^{-20}$	3,8
5Р08РБ (VHS-канал)	1,54	20,0	2,0	2	$0,81 \cdot 10^{-20}$	$2,3 \cdot 10^{-20}$	2,8

Анализ табл. 2 показывает, что у РЛС VHS-диапазона спектральная плотность мощности радиоизлучения Солнца на входе приемного устройства более чем в 2,8 раза превышает спектральную плотность мощности собственных шумов приемников. Это позволяет использовать радиоастрономический метод для измерения параметров ДН таких РЛС.

В процессе измерений определяется превышение аддитивной смеси шумов приемника и радиоизлучения Солнца над собственными шумами приемника. Зная угловое положение Солнца, определяется ДН антенны в угломестной плоскости.

Достоинства радиоастрономического метода – гарантированное выполнение условия ДЗ (1) и возможность измерений под большими углами места (Солнце поднимается на небосводе до 80°). В то же время ввиду ограниченности динамического диапазона приемников РЛС макси-

¹ TRIM – сверхширокополосные измерительные системы [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://trimcom.ru>.

² Сколник, М. И. Справочник по радиолокации. В 2 кн. / М. И. Сколник; пер. с англ. В. С. Вербы. М.: Техносфера, 2015.

мальный диапазон измерения ДН по мощности составляет (-20) дБ, что недостаточно для большинства измерений.

Помимо Солнца и других естественных источников радиоизлучения, при реализации радиоастрономического метода широко используются искусственные объекты, в частности, искусственные спутники Земли (ИСЗ) специального назначения. Применительно к антенным измерениям находят применение эталонные сферические ИСЗ, у которых в силу симметрии эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) постоянна вне зависимости от ракурса [2]. Основные характеристики таких ИСЗ представлены в табл. 3.

Таблица 3. Характеристики эталонных сферических искусственных спутников Земли
Table 3. Characteristics of reference spherical artificial Earth satellites

Характеристика / Characteristic	Значение характеристики при диаметре искусственного спутника Земли, м / Characteristic value for the diameter of artificial Earth satellite, m					
	0,25	0,355	0,406	0,508	1,12*	1,12*
ЭПР в S -диапазоне, м ²	0,06	0,10	0,13	0,23	1,00	1,00
Масса, кг	0,9	9,8	1,6	2,5	34	40
Период обращения, мин	99,2	106,6	103,37	103,41	102,8	128,6
Высота в перигее, км	395	1056	910,2	911,7	774	2730
Высота в апогее, км	725	1076,5	921,3	930,6	915	2730

* Искусственные спутники Земли одинакового размера, но изготовленные из металла различной плотности и запущенные на разные орбиты.

Данные табл. 3 показывают, что значение ЭПР у эталонных сферических ИСЗ не превышает 1 м^2 , поэтому обнаружение и сопровождение таких объектов на больших дальностях и при меняющемся ракурсе может быть обеспечено только при отсутствии изрезанности в диаграмме обратного излучения. Для достижения этого при создании ИСЗ должна быть обеспечена очень высокая точность изготовления их поверхности. Так, согласно проведенным исследованиям [1], для РЛС S -диапазона, работающей на частоте $3,0 \text{ ГГц}$, высота неровностей поверхности не должна превышать $0,1 \text{ мм}$. Но даже при соблюдении этого требования изменения ЭПР, вызванные неровностями, могут быть существенными и достигать $0,1-1,5 \text{ дБ}$. Эти изменения за время нахождения ИСЗ на орбите будут увеличиваться вследствие ухудшающегося состояния его поверхности. По этой причине, а также с учетом высокой стоимости производства и доставки на орбиту ИСЗ, возможности радиоастрономического метода ограничены. В целом применительно к РЛС обнаружения радиоастрономический метод рассматривается только как вспомогательный.

Облётный метод измерений

К методу, обеспечивающему прямые измерения, относится облётный. Проведенный анализ [1, 2, 8] показывает, что основными его реализациями являются облёт и лётная проверка.

Облёт предполагает измерения в ДЗ с помощью подвижной измерительной антенны, перемещающейся в пространстве на борту пилотируемого или беспилотного летательного аппарата (ЛА) по круговым траекториям (рис. 2, а). При этом производятся измерения на горизонтальных сечениях верхней полусферы заданного радиуса R с постоянным шагом по углу места.

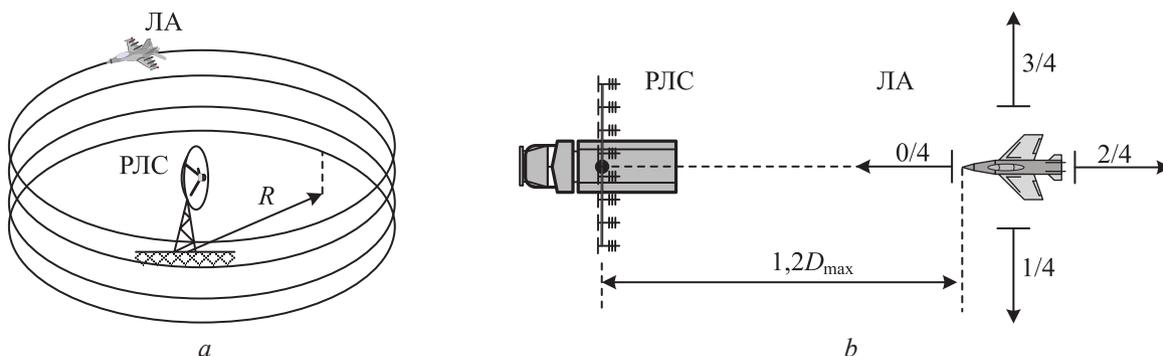


Рис. 2. Траектории полета летательного аппарата: a – при облёте; b – при лётной проверке
Fig. 2. Aircraft flight trajectories: a – during flight around; b – during flight check

В зависимости от аппаратуры, размещенной на борту ЛА, возможно проводить измерения ДН исследуемой антенны, работающей как на передачу, так и на прием. Существенный недостаток облётного метода связан с компромиссом между объемом проводимых измерений, который ограничивается возможностями ЛА, располагаемым временем и требуемой точностью. Для точного построения ДН только в области главного лепестка по уровню (-3) дБ необходимо осуществить не менее десяти измерений в соответствующей плоскости [3], что делает облётный метод малоприменимым для оценки пространственной ДН во всем диапазоне углов. Еще один недостаток данного метода – сильное влияние корпуса ЛА на ДН транспортируемой им измерительной антенны; изменения в ДН могут достигать 10 дБ (даже при использовании малогабаритного беспилотного ЛА). В то же время применение направленной бортовой (встроенной) антенны позволяет устранить этот недостаток и обеспечить измерения ДН с ошибкой, не превышающей 1 дБ.

Лётная проверка используется для уточнения или подтверждения характеристик, полученных ранее другими методами [8]. При этом основные задачи лётной проверки – уточнение зон обнаружения (ЗО) РЛС на предельно малых (200 м над рельефом местности и ниже) и малых (200–1000 м) высотах и выявление областей радиотеней (непросматриваемых участков зоны обнаружения) для данных высот полета ЛА.

При выполнении лётной проверки задается не круговая, а радиальная (с ракурсом $0/4$) траектория полета ЛА. Максимальное удаление ЛА от РЛС должно в 1,2 раза превышать дальнюю границу D_{\max} расчетной ЗО РЛС для данной высоты полета (рис. 2, *b*).

Ограничение облётного метода связано с тем, что у высокопотенциальных РЛС максимальные высоты обнаружения превышают практический потолок полета ЛА. В этом случае оценка верхней границы ЗО РЛС и радиуса «мертвой воронки» может производиться способом понижения потенциала станции. При этом по измеренным в результате лётной проверки дальностям и высотам строится «сжатая» ЗО РЛС в вертикальной плоскости. Реальная ЗО определяется методом пересчета. Для пересчета внешней границы «сжатой» ЗО РЛС относительно реальной используется соотношение

$$D_{\text{действ}}(\varepsilon) = D_{\text{обл}}(\varepsilon) \frac{1}{K_{\text{сж}}} = D_{\text{обл}}(\varepsilon) \cdot 10^{-\frac{N}{40}},$$

где $D_{\text{действ}}(\varepsilon)$, $D_{\text{обл}}(\varepsilon)$ – внешняя граница зоны обнаружения РЛС при номинальном и пониженном потенциале станции; N – величина затухания или степень понижения потенциала, дБ.

Второе существенное ограничение облётного метода связано с необходимостью пересчета измеренных данных относительно различных значений ЭПР. Как показывает анализ [1], разница между расчетными и полученными в результате лётной проверки данными может достигать 15 %, что еще больше ограничивает возможности облётного метода.

Методы антенных измерений в ближней зоне

К методам антенных измерений в БЗ относятся так называемые реконструктивные методы (NF2FF Transformation) [4, 9]. Данные, полученные в БЗ, являются результатом измерения амплитуды и фазы поля антенны при последовательном перемещении слабонаправленной измерительной антенны в точки, расположенные на некоторой поверхности вблизи исследуемой антенны. В зависимости от типа этой поверхности в практике антенных измерений находят применение планарное, цилиндрическое и сферическое сканирование.

Планарное сканирование. Первые измерительные установки использовали планарное сканирование ввиду простоты реализации механической части и управления позиционированием. При планарном сканировании измерительная антенна (зонд) перемещается по плоскости сканирования, расположенной перед исследуемой антенной на расстоянии $d = (1-10)\lambda$ (рис. 3, *a*). Это расстояние совместно с требуемым углом восстановления ДН θ и раскрытием антенны D задает размер области сканирования L_S ($L_S \geq D + 2d \tan(\theta)$) в соответствующей плоскости. Величина угла θ определяет степень достоверности измерений. Достоверными для большинства антенн можно считать измерения, проводимые в диапазоне углов $50^\circ-60^\circ$ [4, 10]. При реализации планарного сканирования перемещение зонда происходит дискретно, например, по столбцово-строчной траектории (рис. 3, *b*) с шагом перемещений Δx и Δy вдоль осей x и y соответственно. От величины шага перемещения зависит точность восстановления ДН и время сканирования.

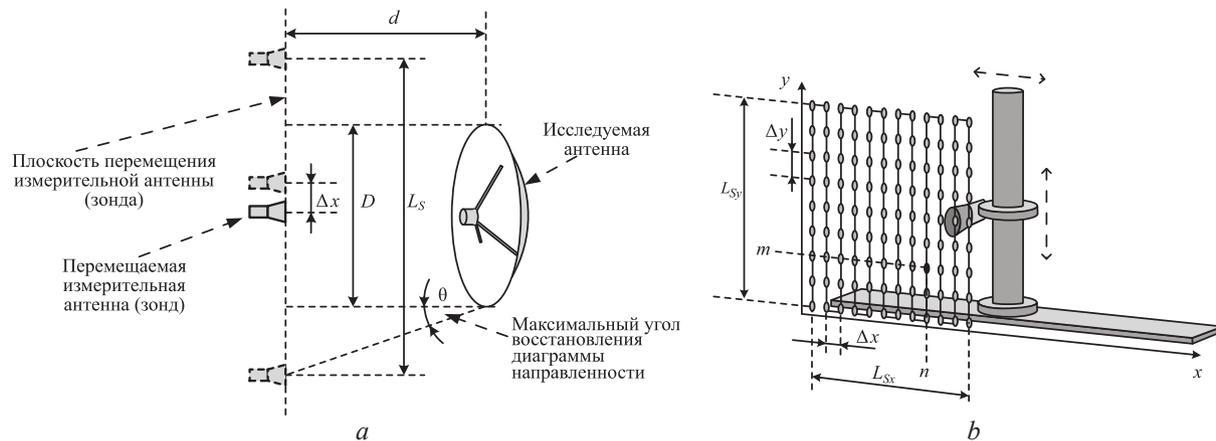


Рис. 3. Реализация планарного сканирования
Fig. 3. Planar scan implementation

Согласно [4, 10], величина шага выбирается меньшей или равной $0,5\lambda$. Уменьшение шага до $0,2\lambda$ улучшает точность восстановления ДН. В то же время в [4] экспериментально установлено, что выбор значения шага сканирования 2λ не приводит к ухудшению реконструкции ДН в области основного и первых боковых лепестков. При этом существенно уменьшается время сканирования (более чем в четыре раза по сравнению с традиционным значением шага $0,5\lambda$). Некоторые источники [9, 11] предлагают при выборе шага сканирования исходить из условия $\Delta x = \Delta y \leq \lambda/2\sin\theta$.

Цилиндрическое сканирование. В отличие от планарного, при цилиндрическом сканировании исследуемая антенна вращается вокруг вертикальной оси z системы координат xuz с шагом $\Delta\varphi$. Зонд, находясь на расстоянии d , перемещается на различную высоту относительно плоскости xu с шагом Δz . Значения d , $\Delta\varphi$ и Δz определяются соотношениями $d = (1-10)\lambda$, $\Delta\varphi = \lambda/2d$ и $\Delta z = \lambda/2$ соответственно [10]. Поскольку в результате перемещений описывается цилиндрическая поверхность с радиусом, такое сканирование позволяет измерить ДН антенны в азимутальной плоскости во всем диапазоне углов. Недостаток цилиндрического сканирования связан с конечным расстоянием перемещения зонда вдоль оси z , что не позволяет получить точные данные в угломестной плоскости, особенно в области дальних боковых лепестков.

Сферическое сканирование. В этом случае исследуемая антенна вращается вокруг оси z с шагом $\Delta\varphi$, зонд перемещается в плоскости, перпендикулярной xu , по круговой траектории радиусом d с шагом $\Delta\theta$. Также возможна реализация с неподвижной исследуемой антенной [3, 11], когда перемещается только зонд, описывая сферу с шагом перемещения $\Delta\varphi$ и $\Delta\theta$. Значения d и $\Delta\varphi$ выбираются аналогично случаю цилиндрического сканирования, а шаги перемещения, как правило, одинаковы ($\Delta\theta = \Delta\varphi$). Существенным преимуществом сферического сканирования в сравнении с планарным и цилиндрическим является получение трехмерной ДН антенны во всем диапазоне углов.

По результатам сравнительного анализа [4, 9, 10, 12] можно сделать вывод, что планарное сканирование целесообразно использовать в случае остронаправленных антенн с большим коэффициентом усиления, а также для антенных решеток. При этом планарные установки отличаются несложной кинематикой перемещения зонда. Для секторных и остронаправленных антенн с малым уровнем боковых лепестков оптимальным является цилиндрическое сканирование. Сферическое сканирование, как наиболее точное, применяется в случае слабонаправленных и изотропных антенн.

Заключение

1. Проведенный анализ методов измерений параметров диаграммы направленности антенных систем показывает, что основной тенденцией их развития является постепенное вытеснение из мировой практики измерений в дальней зоне реконструктивными измерениями в ближней зоне. В первую очередь это связано с тем, что они не требуют больших полигонов, существенных

материальных, организационных и временных затрат. Методы измерений в ближней зоне обладают универсальностью и применимы для ненаправленных, остронаправленных и секторных антенн. Кроме того, данные методы свободны от ограничений по частотному диапазону радиолокационных станций.

2. Следует отметить, что методам измерения в ближней зоне присущи два существенных недостатка, обусловленных ошибками измерения фазового распределения на поверхности сканирования и увеличением времени сканирования из-за дискретного перемещения зонда. Основные направления развития методов ближней зоны, связанные с устранением этих недостатков, следующие:

– использование амплитудных итерационных алгоритмов реконструкции диаграммы направленности, позволяющих восстановить диаграммы направленности по результатам измерений только амплитудного распределения поля на нескольких поверхностях. При этом априорная информация об исследуемой антенне задает начальное фазовое приближение, а требуемая точность определяет длительность итерационного процесса и, соответственно, вычислительные затраты;

– использование в качестве зонда линейной антенны, длина которой L_{pr} выбирается из условия $L_{pr} \geq L_S$. Такая антенна может быть реализована в виде линейной эквидистантной антенной решетки с равномерным амплитудным и линейным фазовым распределением на ее раскрытии. Применение линейного зонда позволит не только сократить время сканирования, но и существенно упростить вычисления, перейдя от двумерных преобразований к одномерным, поскольку интегрирование (суммирование) по одной из переменных выполняется непосредственно зондом.

Список литературы

1. Методы измерения характеристик антенн СВЧ / Л. Н. Захарьев [и др.]. М.: Радио и связь, 1985. 368 с.
2. Испытания РЛС (оценка характеристик) / А. И. Леонов. М.: Радио и связь, 1990.
3. Фрадин, А. З. Измерение параметров антенно-фидерных устройств / А. З. Фрадин, Е. В. Рыжков. М.: Связьиздат, 1972. 316 с.
4. Hacker, P. S. Range Distance Requirement for Measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns / P. S. Hacker, H. E. Schrank // IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine. 1982. Vol. AP-30, No 5. P. 956–966.
5. Лысый, А. Н. Методика предварительной оценки искажений при проведении натуральных испытаний антенной системы / А. Н. Лысый, А. В. Шарамет // Вестник Военной академии Республики Беларусь. 2022. Т. 77, № 4. С. 78–86.
6. Троицкий, В. С. Радиоастрономические методы исследования антенн / В. С. Троицкий // Радиотехника и электроника. 1956. Т. 1, № 5. 601 с.
7. Железняков, В. В. Радиоизлучение Солнца и планет / В. В. Железняков. М.: Наука, 1964. 558 с.
8. Авиационные правила организации и проведения летной проверки средств радиолокации, средств связи и радиотехнического обеспечения полетов государственной авиации Республики Беларусь: пост. Мин-ва обороны Респ. Беларусь от 14.04.2017 № 7.
9. Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements (Electromagnetic Waves) / C. Parini [et al.]. London: The Institution of Engineering & Technology, 2015.
10. Antenna Measurement Theory. Introduction to Antenna Measurement [Electronic Resource]. Mode of access: http://keysight.com/upload/cmc_upload/All/ORFR-Theory.pdf.
11. IEEE Recommended Practice for Near-Field Antenna Measurements: IEEE 1720–2012. NY, 2012.
12. Использование плоского сканера ближнего поля для измерения крупноапертурных антенн / А. А. Калинин [и др.] // Новости науки и технологий. 2016. № 3. С. 24–29.

References

1. Zakhar'yev L. N., Lemanskiy A. A., Turchin V. I., Tseytlin N. M., Shcheglov K. S. (1985) *Methods for Measuring the Characteristics of Microwave Antennas*. Moscow, Radio and Communication Publ. 368 (in Russian).
2. Leonov A. I., Leonov S. A., Nagulinko F. V., Omel'chuk V. P., Stepanov S. P. (1990) *Radar Testing (Performance Assessment)*. Moscow, Radio and Communication Publ. (in Russian).
3. Fradin A. Z., Ryzgkov E. V. (1972) *Measuring the Parameters of Antenna-Feeder Devices*. Moscow, Svyazizdat. 316 (in Russian).
4. Hacker P. S., Schrank H. E. (1982) Range Distance Requirement for Measuring Low and Ultralow Sidelobe Antenna Patterns. *IEEE Trans. Antennas and Propagation Magazine*. AP-30 (5), 956–966.

5. Lysy A. N., Sharamet A. V. (2022) Methodology for Preliminary Assessment of Distortions During Full-Scale Tests of an Antenna System. *Bulletin of the Military Academy of the Republic of Belarus*. 77 (4), 78–86 (in Russian).
6. Troitskiy V. S. (1956) Radio Astronomical Methods for Studying Antennas. *Radio Engineering and Electronics*. 1 (5), 601 (in Russian).
7. Zheleznyakov V. V. (1964) *Radio Emission from the Sun and Planets*. Moscow, Nauka Publ. (in Russian).
8. Aviation Rules for Organizing and Conducting Flight Inspections of Radar Equipment, Communications Equipment and Radio Technical Support for State Aviation Flights of the Republic of Belarus. *Resolution of the Ministry of Defense of the Republic of Belarus, Apr. 14, 2017 No 7* (in Russian).
9. Parini C., Gregson St., McCormick J., Janse van Resburg D. (2015) *Theory and Practice of Modern Antenna Range Measurements (Electromagnetic Waves)*. London, The Institution of Engineering & Technology.
10. *Antenna Measurement Theory. Introduction to Antenna Measurement*. Available: http://keysight.com/upload/cmc_upload/All/ORFR-Theory.pdf.
11. IEEE 1720–2012. *IEEE Recommended Practice for Near-Field Antenna Measurements*. NY, 2012.
12. Kalinin A., Parhomenko A., Solonovich D., Krupski P. (2016) Using a Flat-Panel Near-Field Scanner to Measure Large-Aperture Antennas. *News of Science and Technology*. (3), 24–29 (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

Шарамет А. В., канд. техн. наук, доц., докторант каф. электронных вычислительных средств Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники, начальник тематического отдела ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»

Лысый А. Н., ст. науч. сотр. ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»

Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,
г. Минск, пр-т Партизанский, 64а
ОАО «КБ Радар»
Тел.: +375 29 633-68-84
E-mail: a.lysyj@kbradar.by
Лысый Андрей Николаевич

Information about the authors

Sharamet A. V., Cand. of Sci., Associate Professor, Doctoral Student at the Electronic Computing Facilities Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, Head of the Department of JSC “KB Radar” – Managing Director Holding Company “Radar Systems”

Lysy A. N., Senior Researcher at JSC “KB Radar” – Managing Director Holding Company “Radar Systems”

Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,
Minsk, Partizansky Ave., 64a.
JSC “KB Radar”
Tel.: +375 29 633-68-84
E-mail: a.lysyj@kbradar.by
Lysy Andrei Nikolaevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-84-91>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.384.3

ОПТИЧЕСКИЕ, МЕХАНИЧЕСКИЕ И ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТЕПЛООВОГО НЕОХЛАЖДАЕМОГО ДЕТЕКТОРА БОЛОМЕТРИЧЕСКОГО ТИПА НА ОСНОВЕ ОКСИДА ВАНАДИЯ

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. СОЛОВЬЁВ², 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 04.09.2023

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

Аннотация. Определение оптических, механических и электрических характеристик является одним из решающих факторов при проектировании приборных структур тепловых неохлаждаемых детекторов болометрического типа (микроболометров). В статье представлены результаты оптимизационных расчетов посредством компьютерного моделирования спектров поглощения, пропускания и отражения приборных структур микроболометров на основе термочувствительной пленки оксида ванадия методом конечных разностей во временной области (англ. finite-difference time-domain, FDTD). Выполнена проверка на соответствие характеристик исследуемой структуры микроболометра механическим и электрическим требованиям, предъявляемым к данному классу приборов.

Ключевые слова: неохлаждаемый тепловой детектор болометрического типа, микроболометр, инфракрасный детектор, LWIR, характеристики, 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. Оптические, механические и электрические характеристики теплового неохлаждаемого детектора болометрического типа на основе оксида ванадия / Чан Ван Чиеу [и др.] // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 84–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-84-91>.

OPTICAL, MECHANICAL AND ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF THERMAL UNCOOLED BOLOMETRIC TYPE DETECTOR BASED ON VANADIUM OXIDE

TRAN VAN TRIEU¹, KIRYL V. KORSAK¹, 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. STEMPITSKY¹

¹Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics (Minsk, Republic of Belarus)
²JSC “INTEGRAL” – “INTEGRAL” Holding Managing Company (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 04.09.2023

Abstract. Determination of optical, mechanical and electrical characteristics is one of the decisive factors in the design of instrumentation structures of thermal uncooled bolometer-type detectors (microbolometers). The paper

presents the results of optimization calculations by means of computer simulation of absorption, transmittance and reflection spectra of device structures of microbolometers based on thermosensitive vanadium oxide film by finite-difference time-domain method (FDTD). The characteristics of the investigated microbolometer structure were checked for compliance with mechanical and electrical requirements for this class of devices.

Keywords: uncooled bolometric type thermal detector, microbolometer, infrared detector, LWIR, characterization, 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”.

Для цитирования. 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) Optical, Mechanical and Electrical Characteristics of Thermal Uncooled Bolometric Type Detector Based on Vanadium Oxide. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 84–91. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-84-91> (in Russian).

Введение

Инфракрасные детекторы (ИК-детекторы) находят применение в широком спектре приложений, таких как военная, космическая, газовая промышленность, системы безопасности, медицинское оборудование. Обычно [1] работа детекторов обеспечивается в одной из двух областей электромагнитного спектра: длинноволновой (LWIR, длина волны λ от 8 до 14 мкм) и средневолновой (MWIR, от 3 до 5 мкм) инфракрасной. Однако большинство распространенных ИК-детекторов способны работать только при комнатной температуре (для работы при высоких температурах необходимо охлаждение, что приводит к повышению стоимости конечного устройства). Неохлаждаемый тепловой детектор болометрического типа (микроболومتر) по сравнению с другими типами ИК-детекторов обладает такими преимуществами, как низкая стоимость, малый вес и хорошая портативность.

В качестве термочувствительного слоя в микроболометрах находят применение как новые материалы (углеродные нанотрубки, TiO_{2-x}), так и традиционные – $\alpha\text{-Si}$ и VO_x [2]. VO_x отличается малым температурным коэффициентом (до 5 %) и соответственно расширенным температурным диапазоном применения (от (-40) до 60 °C), повышенной чувствительностью (от $3,04 \cdot 10^3$ до $1,14 \cdot 10^3$ В/Вт при комнатной температуре и от $9,54 \cdot 10^2$ до $3,02 \cdot 10^2$ В/Вт даже при 120 °C с повышением температуры формирования пленки [3]).

Ключевыми параметрами микроболометров являются коэффициент поглощения и спектральная чувствительность, которая определяется как отношение изменения сигнала на выходе к потоку монохроматического излучения, вызвавшего это изменение. Следует отметить, что определение оптимальных значений геометрических параметров микроболометра составляет основную задачу проектировщика. Метод конечных разностей во временной области (англ. finite-difference time-domain, FDTD) является эффективным подходом к решению уравнений Максвелла, который позволяет с приемлемой точностью осуществлять полноволновой анализ электромагнитных полей в неоднородных многослойных структурах [4], в частности, моделировать оптические параметры поглощения, пропускания и отражения во всем исследуемом спектре за один расчет, что значительно сокращает длительность моделирования, необходимого для получения оптимизированной структуры.

Учет влияния механических напряжений, обусловленных особенностями технологического процесса формирования приборной структуры микроболометра, а также изменением температурных режимов его эксплуатации, – важен при точной оценке эффективности и чувствительности детектора. Для описания поведения микроэлектромеханических систем применяются различные подходы: (i) аналитические, (ii) с помощью поведенческих моделей (ROM), (iii) с использованием дискретной модели на основе конечных элементов, (iv), а также сочетание нескольких способов описания. Модули CoventorWare и CoventorMP, входящие в состав программного комплекса компании Coventor, позволяют описывать приборную структуру микроболометра, задавать параметры исходных материалов и выполнять моделирование эксплуатационных характеристик болометра, учитывающего влияние внутренних механических напряжений и механических на-

пряжений, вызванных внешним воздействием. Важной особенностью является возможность интегрирования результатов моделирования приборных структур в большинство программных продуктов для дальнейшего анализа (MATLAB, Cadence Virtuoso, MathWorks Simulink).

Таким образом, цель проводимых исследований – определение значений конструктивных параметров микроболметра, сформированного на основе термочувствительной пленки VO_x , которые позволяют обеспечить наибольшую величину поглощения ИК-излучения в LWIR-диапазоне, а также проверка требований к механической прочности и электрическим характеристикам исследуемой структуры микроболметра.

Оптимизация оптических параметров микроболметра

Базовая структура микроболметра представляет собой резонатор Фабри–Перо [5], состоящий из многослойной мембраны, расположенной на расстоянии D (воздушный или вакуумный зазор) от кремниевой подложки с нанесенным слоем отражающего покрытия (Al). Мембрана состоит из пленок проводящего и поглощающего (NiCr), диэлектрического (Si_3N_4) и термочувствительного (VO_x) материалов (рис. 1, отражающий слой не показан). Воздушный зазор обеспечивается за счет опорных «ног», которые также являются контактами микроболметра.

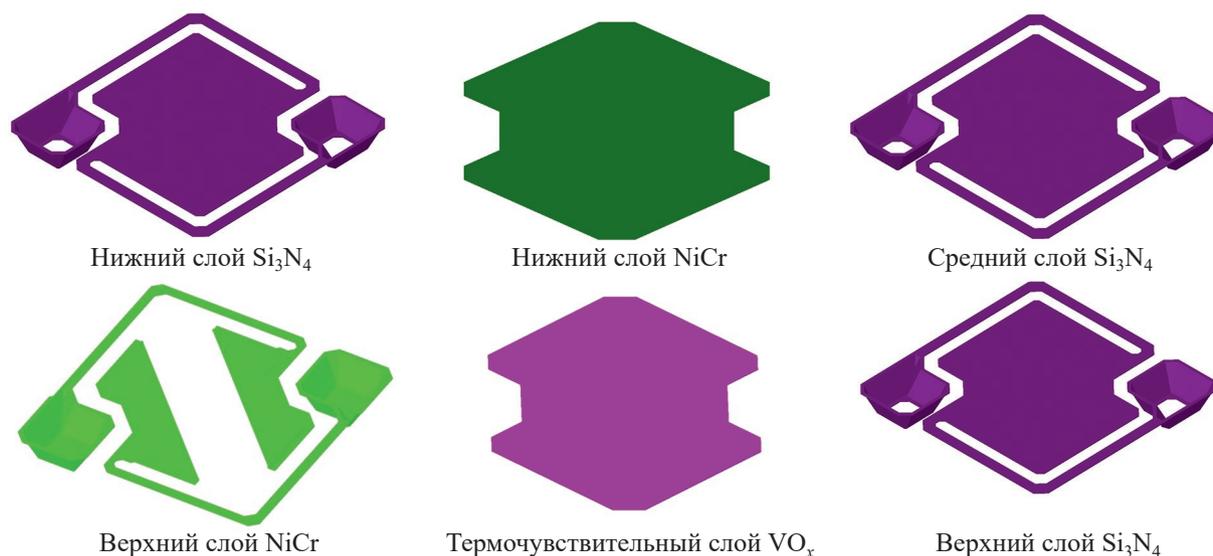


Рис. 1. Конструктивные слои микроболметра
Fig. 1. Structural layers of the microbolometer

Для всех конструктивных слоев микроболметра определены коэффициенты преломления n и поглощения k посредством обработки данных натурального эксперимента в соответствии с итерационным методом Ньютона–Рафсона [6]. Рассчитанные коэффициенты n и k применяются при моделировании методом FDTD спектров поглощения, пропускания и отражения приборных структур микроболметров. В расчетах применялась двумерная (2D) модель, поскольку структура симметрична вдоль осей X и Y . Оптическое излучение с длиной волны λ от 8 до 14 мкм распространяется вдоль оси Z (рис. 2). 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.

Рассчитанные спектры отражения R и поглощения A , а также влияние толщины каждого из конструктивных слоев микроболметра на коэффициент его поглощения представлены на рис. 3 (спектр пропускания микроболметра из-за большой толщины отражающего слоя Al близок к 0, поэтому в статье не рассматривается). Отмечено, что наибольшее влияние на коэффициент k оказывает тонкая пленка NiCr (не менее 40 % в диапазоне длин волн λ от 8 до 14 мкм), что подтверждает результаты, полученные в [7]. Основной задачей оптимизации являлось определение толщин конструктивных слоев микроболметра, которые обеспечивают наибольшую величину и максимальную равномерность коэффициента поглощения в диапазоне $\lambda = 8–14$ мкм.

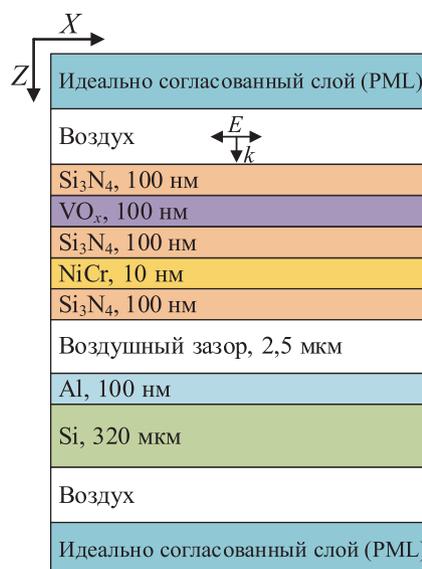


Рис. 2. Базовая FDTD-модель микроболметра
Fig. 2. Basic FDTD model of microbolometer

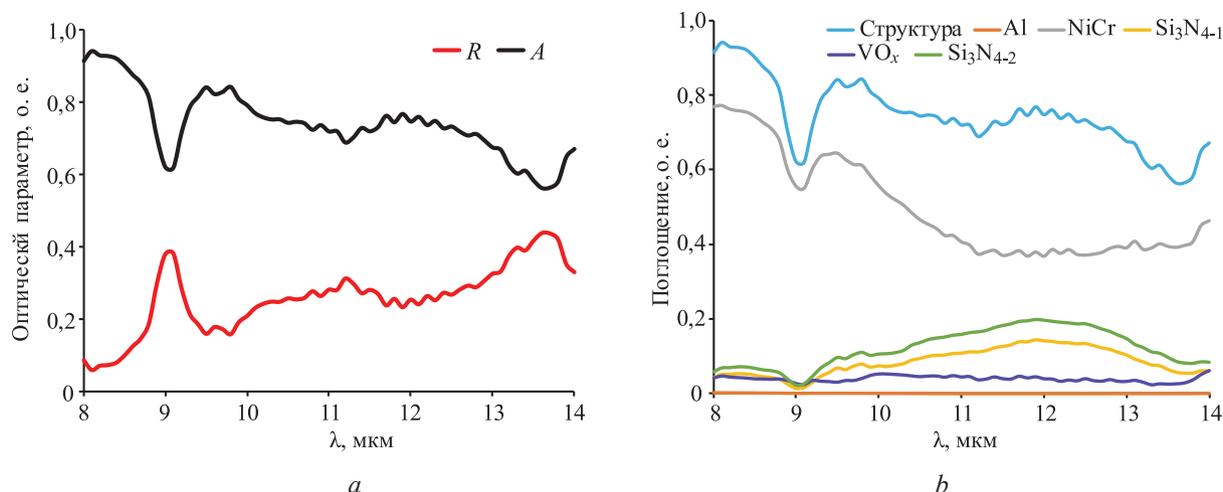


Рис. 3. Спектры отражения R и поглощения A базовой структуры микроболметра (а) и вклад каждого слоя в поглощение (b)
Fig. 3. Reflectance R and absorption A spectra of the basic microbolometer structure (a) and the contribution of each layer to absorption (b)

Для оценки влияния толщины конструктивного слоя на коэффициент поглощения микроболметра ее величина варьировалась для каждого слоя в пределах 0,9–1,1 от значения для базовой конструкции (рис. 2). На втором этапе оптимизации выполняли серию компьютерных расчетов при изменении толщин слоев, оказывающих наибольшее влияние на коэффициент поглощения (кремниевая подложка и Al не учитывались). Таким образом, установили оптимальные с точки зрения коэффициента поглощения параметры толщин слоев: нижние слои – Si_3N_4 – 70 нм и NiCr – 4 нм; средний слой Si_3N_4 – 200 нм; термочувствительный слой VO_x – 250 нм; верхний слой Si_3N_4 – 150 нм. Для описанной выше структуры исследовали влияние воздушного зазора D на спектр поглощения. По результатам расчетов, представленных на рис. 4, установлено, что оптимальной является структура с воздушным зазором 3 мкм.

На рис. 5 приведены результаты сравнения характеристик приборных структур микроболметров до и после оптимизации. Показано увеличение значения среднего поглощения в диапазоне длин волн λ от 8 до 14 мкм на 9 % (со значения 0,77 до 0,86 о. е.), а также увеличение пикового значения на 0,0575 (со значения 0,9416 до 0,9991 о. е.).

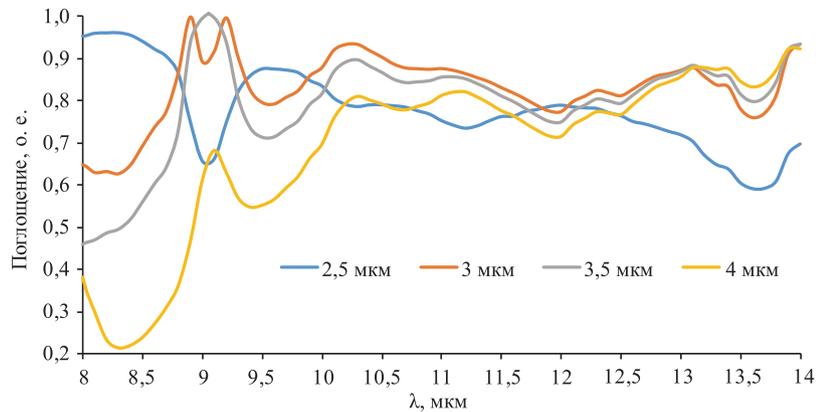


Рис. 4. Зависимость поглощения структуры от длины волны падающего излучения при вариации толщины воздушного зазора D
Fig. 4. Dependence of the absorption of the structure on the wavelength of the incident radiation with a variation in the thickness of the air gap D

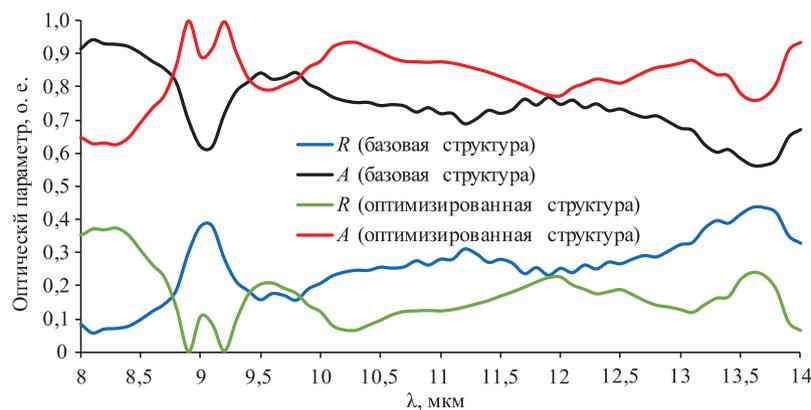


Рис. 5. Зависимость оптических параметров структуры от длины волны падающего излучения
Fig. 5. Graph of dependence of optical parameters of the structure on the wavelength of incident emission

Расчет механических характеристик микроболметра

Для достижения требуемых эксплуатационных характеристик необходимо обеспечить сохранение постоянной величины воздушного зазора D , т. е. снижать отклонение по оси Z относительно исходного состояния ΔD , вызванного механическими напряжениями в результате формирования структуры или ее эксплуатации. Для моделирования механических характеристик методом конечных элементов применялся программный продукт компании Coventor. Посредством термомеханического анализа проведена оценка величины ΔD . При этом для выполнения расчета деформации структуры температура опорных «ног» микроболметра зафиксирована на значении 300 К. Следует отметить, что при расчете не учитывался рост температуры под влиянием внешнего излучения, джоулева нагрева, проводимости и т. д.

Основными параметрами, которыми можно оказывать влияние на величину ΔD , являются толщины слоев и остаточные механические напряжения σ в слоях приборной структуры микроболметра. Однако толщины в данном случае не должны подвергаться изменению, поскольку это приведет к уменьшению коэффициента поглощения. Таким образом, задачей проектировщика является подбор остаточных напряжений σ , обеспечивающих минимальное значение ΔD . Величина σ может варьироваться в широких пределах для разных материалов: для Si_3N_4 – от (–1000) до (–200) МПа, для NiCr – от 1000 до 3000 МПа, для VO_x – от 0 до 1000 МПа. В серии оптимизационных расчетов определены значения остаточных напряжений σ слоев ($\sigma_{\text{Si}_3\text{N}_4} = (-300)$ МПа, $\sigma_{\text{NiCr}} = 3000$ МПа, $\sigma_{\text{VO}_x} = 500$ МПа), обеспечивающих минимальную величину ΔD (менее 0,15 мкм). Согласно рис. 6, наивысшие и наименьшие высоты мембраны различаются на 100 нм по всему пикселю, что является удовлетворительным результатом и приведет к отклонению среднего коэффициента поглощения не более чем на 0,9 %.

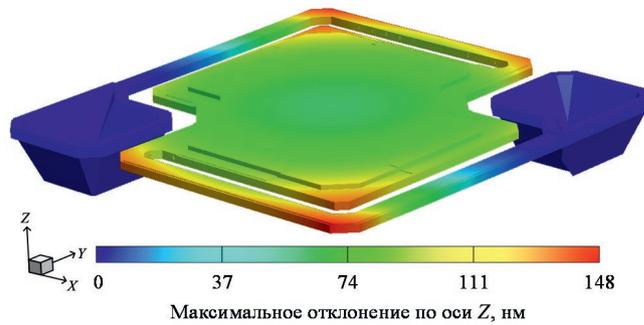


Рис. 6. Распределение максимального отклонения структуры по оси Z относительно исходного состояния ΔD

Fig. 6. Distribution of maximum structure deflection along the Z-axis relative to the initial state ΔD

Расчет электрических характеристик микроболометра

Одними из ключевых параметров микроболометров являются общая теплопроводность (основной механизм потери тепла, минимизация которого – важное условие для достижения максимальных значений чувствительности микроболометра) и постоянная времени τ , характеризующая реакцию датчика на внешнее воздействие. Общую теплопроводность G приборной структуры определяли с помощью стационарного теплового анализа, а постоянную времени – посредством электротермомеханического анализа при охлаждении микроболометра от максимальной установившейся температуры.

В результате выполнения электротермического анализа по постоянному току получены зависимости максимальной температуры и тока микроболометра от напряжения, а также сопротивления от температуры (рис. 7).

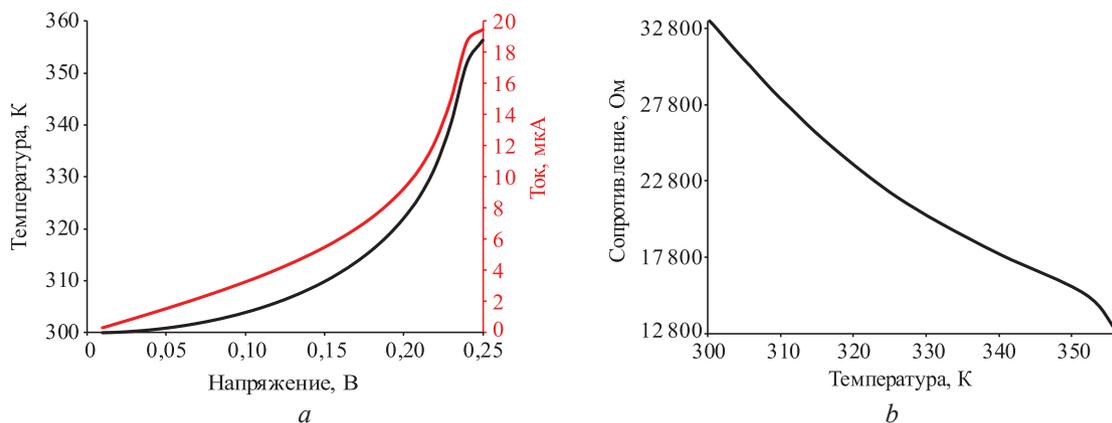


Рис. 7. Зависимость максимальной температуры и тока микроболометра от напряжения (a) и сопротивления от температуры (b)

Fig. 7. Dependence of maximum temperature and microbolometer current on voltage (a) and resistance on temperature (b)

Очевидно, что необходимо ограничивать напряжение, подаваемое на электроды микроболометра, для снижения эффекта самонагрева и предотвращения перегрева и выхода из строя микроболометра. Для моделирования практической работы устройства применяли анализ граничных условий потенциал–поверхность (Potential Surface BC), при котором учитывалась температурная реакция микроболометра как на импульсный сигнал, подаваемый на микроболометр в течение короткого промежутка времени, так и на внешний тепловой поток (рис. 8, a). На рис. 8, b представлены графики зависимости температуры и электрического сопротивления соответственно от времени при профиле приложенного напряжения и теплового потока.

В табл. 1 приведены основные параметры базовой и оптимизированной с точки зрения коэффициента поглощения приборной структуры микроболометра.

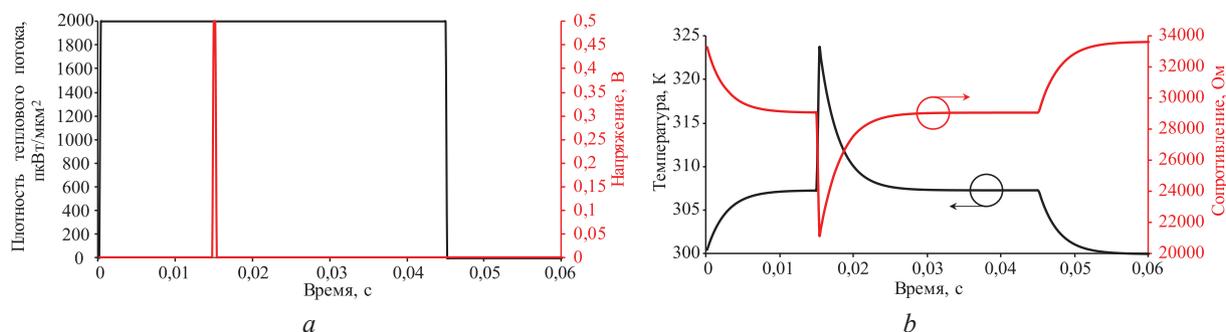


Рис. 8. Профили приложенного напряжения и теплового потока для анализа переходных процессов (a) и зависимость температуры и электрического сопротивления от времени (b)
Fig. 8. Applied voltage and heat flux profiles for transient analysis (a) and temperature and electrical resistance dependence on time (b)

Таблица 1. Основные характеристики микроболметра
Table 1. Main characteristics of the microbolometer

Параметр	Значение структуры	
	базовой	оптимизированной
Теплопроводность G , Вт/(К·10 ⁻⁸)	8,32	10,25
Постоянная времени τ , мс	2,10	2,80
Удельная теплоемкость C , Дж/(К·10 ⁻¹¹)	17,47	28,70
Сопротивление R (при 300 К), Ом	78598,36	33926,42
Температурный коэффициент сопротивления TCR, К ⁻¹	0,021	0,021
Максимальное отклонение по оси Z (при 300 К), мкм	0,236	0,143

Заметно некоторое ухудшение параметров, а именно – теплопроводности (изменение на 9,3 %), постоянной времени (33,3 %) и удельной теплоемкости (64,3 %). При этом величина отклонения по оси Z относительно исходного состояния ΔD уменьшилась 39,4 %.

Заключение

Определены основные параметры базовой, а также посредством применения термомеханического, электротермомеханического и стационарного теплового анализ и FDTD-метода проведено исследование эксплуатационных характеристик (определены спектры отражения и поглощения активной области, зависимости температуры от напряжения, электрического сопротивления от температуры, построены временные диаграммы с профилем падающего излучения в виде теплового потока и приложенного напряжения) оптимизированной приборной структуры микроболметра. Показано увеличение среднего поглощения в диапазоне длин волн от 8 до 14 мкм на 9 % (со значения 0,77 до 0,86 о. е.) и механической жесткости конструкции на 39,4 % (величина отклонения по оси Z относительно исходного состояния ΔD уменьшена с 0,236 до 0,143 мкм).

Список литературы / References

1. Michel M., Blaeser S., Litke A. (2023) Uncooled Thermal MWIR Imagers for High-Temperature Imaging Applications. *Proc. SPIE 12737, Electro-Optical and Infrared Systems: Technology and Applications XX*. 1273703.
2. Karthik P. V., Isha Y., Ajitha B. (2022) Advancements of Uncooled Infrared Microbolometer Materials: A Review. *Sensors and Actuators A: Physical*. 342, 113611.
3. Dasom W., Jaeyeong B., Hyung-Jin C. (2023) Modification of Electrical Properties of Amorphous Vanadium Oxide (a-VO_x) Thin Film Thermistor for Microbolometer. *Journal of Alloys and Compounds*. 937, 168295.
4. Teixeira F. L. (2023) Finite-Difference Time-Domain Methods. *Nat Rev Methods Primers*. 3, 76.
5. Smith P. W., Turner E. H. (1977) A Bistable Fabry-Perot Resonator. *Applied Physics Letters*. 30 (6), 280–281.
6. 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).
7. Awad E. S., Al-Khalli N., Abdel-Rahman M., Alduraibi M., Debbar N. (2015). Comparison of V₂O₅ Microbolometer Optical Performance Using NiCr and Ti Thin-Films. *IEEE Photonics Technology Letters*. 27 (5), 462–465.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Чан Ван Чиеу, асп. каф. микро- и нанoeлектроники Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники (БГУИР)

Корсак К. В., магистрант каф. микро- и нанoeлектроники БГУИР

Новиков П. Э., магистрант каф. микро- и нанoeлектроники БГУИР

Ловшенко И. Ю., зав. науч.-исслед. лаб. «Компьютерное проектирование микро- и нанoeлектронных систем» (НИЛ 4.4) НИЧ БГУИР

Завадский С. М., канд. техн. наук, доц., доц. каф. электронной техники и технологии, нач. центра «Электронных технологий и технической диагностики технологических сред и твердотельных структур» (Центр 9.1) НИЧ БГУИР

Голосов Д. А., канд. техн. наук, доц., доц. каф. электронной техники и технологии, вед. науч. сотр. Центра 9.1 НИЧ БГУИР

Степанов А. А., канд. техн. наук, доц., доц. каф. микро- и нанoeлектроники, ст. науч. сотр. лаб. «Устройства обработки и отображения информации» (НИЛ 4.7) НИЧ БГУИР

Губаревич А. А., науч. сотр. НИЛ 4.7 НИЧ БГУИР

Колос В. В., канд. физ.-мат. наук, зам. зав. отрасл. лаб. новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

Соловьёв Я. А., канд. техн. наук, доц., зав. отрасл. лаб. новых технологий и материалов ОАО «ИНТЕГРАЛ» – управляющая компания холдинга «ИНТЕГРАЛ»

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

Стемпичский В. Р., канд. техн. наук, доц., проректор по научной работе, науч. рук. 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 Lab. 4.7 of R&D Department of the BSUIR

Hubarevich A. A., Senior Researcher at the Research Laboratory "Information Processing and Display Devices" (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/10.35596/1729-7648-2023-21-6-92-98>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 612.76:612.2

МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЛЕГОЧНЫХ ОБЪЕМОВ НА ОСНОВЕ ЗАПИСИ БИОМЕХАНИКИ ДЫХАТЕЛЬНЫХ ДВИЖЕНИЙ

И. И. РЕВИНСКАЯ, П. В. КАМЛЯЧ

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

Поступила в редакцию 04.10.2023

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

Аннотация. Разработана методика исследования биомеханики дыхания для определения объема вдыхаемого и выдыхаемого воздуха. Методика основана на записи движений стенок грудной клетки и живота человека во время дыхания. Запись движения стенок грудной клетки и живота выполняли с помощью видеокамеры. В качестве эталонного метода измерения легочных объемов использовали спирометр. По предложенному алгоритму проведены исследования среди 63 человек (возраст – 18–26 лет, индекс массы тела – 18,1–32,6 кг/м², рост – 160–192 см). Статистическая обработка результатов показала тесную взаимосвязь между измеренными объемами и относительными отклонениями стенок грудной клетки и живота человека. Разработанная методика может быть использована для косвенной оценки легочных объемов.

Ключевые слова: биомеханика, дыхание, спирометрия, видеокамера, объем легких, статистический анализ, методика.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Научная работа выполнена при финансовой поддержке Белорусского республиканского фонда фундаментальных исследований и Министерства образования Республики Беларусь в рамках научного проекта T22MB-017 «Методы и средства транскутанного мониторинга объемных и скоростных показателей дыхания».

Для цитирования. Ревинская, И. И. Методика оценки легочных объемов на основе записи биомеханики дыхательных движений / И. И. Ревинская, П. В. Камляч // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 92–98. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-92-98>.

METHODOLOGY FOR ASSESSING LUNG VOLUMES BASED ON RECORDING THE BIOMECHANICS OF RESPIRATORY MOVEMENTS

INA I. REVINSKAYA, PAVEL V. KAMLACH

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

Submitted 04.10.2023

Abstract. The method for studying the biomechanics of breathing has been developed to determine the volume of inhaled and exhaled air. The technique is based on recording the movements of the walls of the chest and abdomen of a person during breathing. A video camera was used to record movements of the chest and abdominal walls, with a spirometer used as the reference method for measuring lung volumes. According to the proposed technique, studies were conducted among 63 people (age – 18–26 years, body mass index ranged from 18.1–32.6 kg/m², height – 160–192 cm). Statistical processing of the results showed a strong relationship between the measured volumes and the relative deviations of the walls of the human chest and abdomen. The developed technique for studying the biomechanics of breathing can be used for indirect assessment of lung volumes.

Keywords: biomechanics, respiration, spirometry, video camera, lungs volume, statistical analysis, technique.

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

Gratitude. The scientific work was supported by the Belarusian Republican Foundation for Fundamental Research and Ministry of Education of the Republic of Belarus (project T22MB-017 “Methods and means of transcutaneous monitoring of volumetric and velocity parameters of respiration”).

For citation. Revinskaya I. I., Kamlach P. V. (2023) Methodology for Assessing Lung Volumes Based on Recording the Biomechanics of Respiratory Movements. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 92–98. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-92-98> (in Russian).

Введение

Современные подходы к оценке легочных объемов дыхания применяются на практике повсеместно, в том числе в диагностической и спортивной медицине. Классические методы исследования функции дыхания (спирометрия, пневмотахометрия и т. п.) позволяют выявлять возможные патологии функции дыхания, респираторные заболевания, такие как хроническая обструктивная болезнь легких, астма, бронхит и т. д.

Спирометрия предназначена для измерения объема вдыхаемого и выдыхаемого воздуха и считается золотым стандартом диагностики хронической обструктивной болезни легких [1]. Во время подготовки к спирометрии требуются одноразовые расходные материалы (мундштук, антибактериальный фильтр, сменная сетка и др.) [1] и регулярная санитарная обработка измерительной трубки от мокроты после каждого пациента. После санобработки необходима калибровка прибора, что увеличивает время подготовки оборудования к работе. В процессе измерений обязательно использование носового зажима для достоверности результатов, что причиняет дискомфорт испытуемому и может повлиять на нормальный характер дыхания.

В современной диагностической медицине применяются косвенные бесконтактные методы исследования функции внешнего дыхания [2]. Последние научные исследования в данной области обосновывают возможность использования методов, основанных на анализе движения грудной клетки и живота [1, 3]. Отмечаются различные подходы к анализу дыхания: на основе записи деформации грудной клетки, вызванной дыхательной активностью (датчики деформации); по изменению трансторакального импеданса (датчики импеданса); запись движений грудной клетки (например, наклон грудной клетки, ускорение и скорость) с помощью видеокамеры, акселерометра, гироскопа, магнитометра. При использовании косвенных методов следует учитывать: необходимость построения калибровочной модели, описывающей взаимосвязь измеряемых физических величин (например, ускорения, измеренного с помощью акселерометра); необходимость плотного контакта датчика с кожей (при контактном методе); влияние положения тела испытуемого при проведении измерений; необходимость цифровой фильтрации измеренных сигналов от различного рода помех и т. д.

В [4, 5] приведен фотометрический метод записи биомеханики дыхания для косвенной оценки объема вдыхаемого и выдыхаемого воздуха. Взаимосвязь биомеханических движений грудной и брюшной стенок с соответствующими изменениями диаметров воздухоносных путей во время непрерывного процесса дыхания изложена в математической модели [5].

В статье предложена разработанная авторами методика исследования биомеханики дыхания, позволяющая по значениям отклонений стенок грудной клетки и живота оценивать легочные объемы дыхания.

Материалы и методы исследования

Для оценки объемных параметров дыхания в качестве эталонного метода использовали автоматизированный многофункциональный спирометр MAC-1. Основные технические характеристики спирометра: предел измерений объема воздуха 1–8 дм³, измеряемый поток – до ±18 л/с, класс точности ±5 %, автоматическая проверка качества тестов в соответствии с ATS-1994 и ATS/ERS-2005 [6].

Отклонения стенок грудной клетки и живота определяли с помощью видеокамеры [4, 5] с основными техническими характеристиками: количество точек матрицы – 12 Мп, максимальное число кадров в секунду – 240 кадров/с (1280×720), оптическая стабилизация. Структурная схема исследований представлена на рис. 1.

Методика исследования биомеханики дыхания (рис. 2) основана на способе регистрации биомеханики грудной клетки и живота [4] и аппаратно-программном комплексе [5].

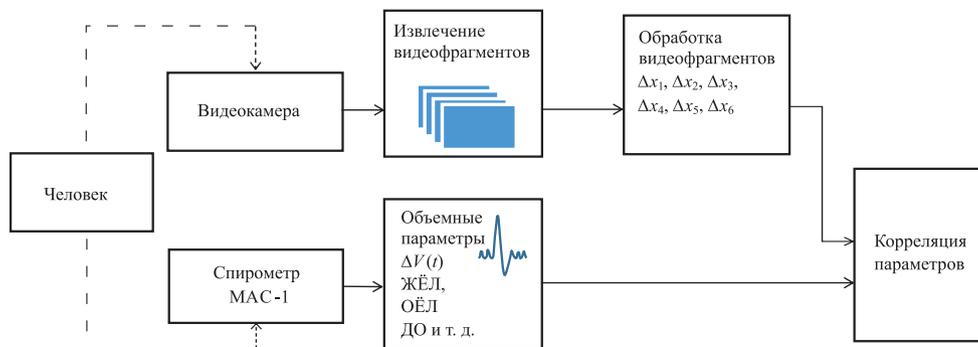


Рис. 1. Структурная схема исследований
Fig. 1. Structural diagram of research

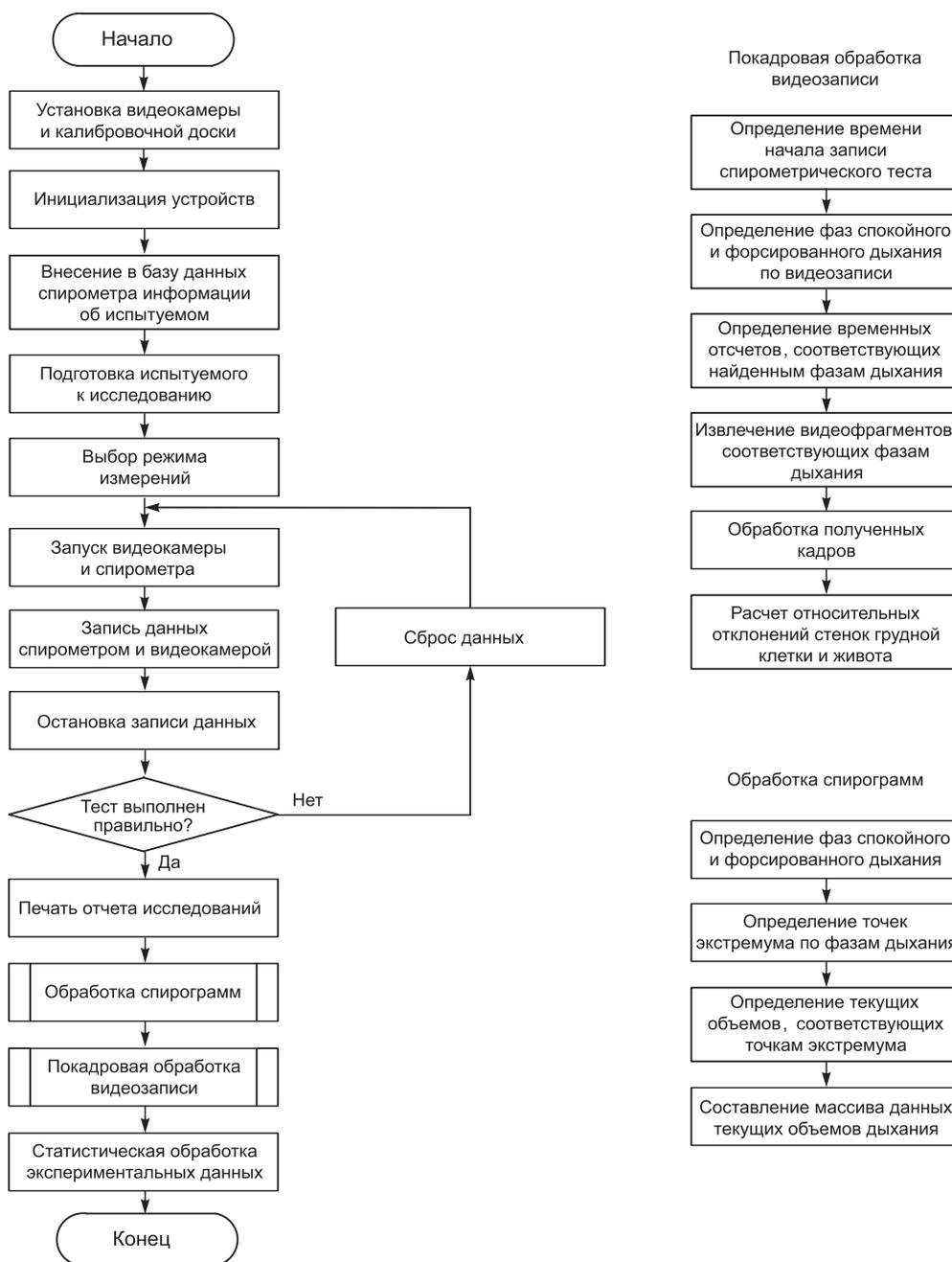


Рис. 2. Методика исследования биомеханики дыхания
Fig. 2. Technique for researching the biomechanics of breathing

Согласно рис. 2, методика исследования биомеханики дыхания включает в себя следующие этапы.

1. Установка видеокамеры и калибровочной доски. Калибровочная доска имеет цену деления 0,5 и 1,0 см по оси абсцисс и 2,0 см по оси ординат и предназначена для измерения координат крайних точек стенок спины и грудной клетки (живота). Калибровочная доска крепится на стене слева от испытуемого, а видеокамера размещается на расстоянии 50–60 см справа от него. Высота установки доски регулируется индивидуально для каждого испытуемого, который находится в положении сидя. Видеокамера должна размещаться в профиль испытуемого параллельно плоскости измерения.

2. Инициализация устройств. Настройка и калибровка спирометра производятся в соответствии с руководством по его эксплуатации.

3. Сбор анамнеза (возраст, рост, вес, наличие заболеваний, в том числе хронических), ввод информации об испытуемом в базу спирометра. При этом в спирометре автоматически рассчитываются должные величины объемов дыхания (дыхательный объем, жизненная емкость легких (ЖЁЛ) и т. д.). Должные объемы легких рассчитываются по формулам:

– для мужчин:

$$\text{ЖЁЛ} = 40 \times \text{рост (см)} + 30 \times \text{массу (кг)} - 4400; \quad (1)$$

– для женщин:

$$\text{ЖЁЛ} = 40 \times \text{рост (см)} + 10 \times \text{массу (кг)} - 3800. \quad (2)$$

4. Подготовка к исследованию. Испытуемого необходимо проинструктировать, как правильно выполнять спирометрические тесты, проконтролировать правильное положение головы, плеч и всего тела в целом (в положении сидя). Спина испытуемого не должна соприкасаться со спинкой стула, руки не должны закрывать обзор крайних точек спины и грудной клетки (живота).

5. Выбор режима измерений. Измерения производятся в режиме спирометрии, пневмотахометрии либо максимальной вентиляции легких [7]. В режиме спирометрии измерение ЖЁЛ осуществляется на глубоком вдохе [7, 8].

6. Запуск видеокамеры и спирометра, выполнение спирометрических тестов.

7. Запись данных спирометром и видеокамерой. Спирометром определяется качество выполнения теста, при этом исследователь произносит команды согласно тесту и контролирует по кривой спирометрии и внешним признакам правильность выполнения команд и техники дыхания, а также наличие носового зажима, правильность положения тела, головы и рук [8]. В случае ошибок при выполнении теста испытуемым запись останавливается и начинается заново. Если количество попыток выполненных тестов превышает три-четыре измерения, то испытуемому необходимо дать отдых в течение 5–10 мин, и запись исследования осуществить повторно. По окончании теста печатается протокол (отчет) об исследовании.

8. Остановка записи данных.

9. Обработка спирограмм:

- а) определение фаз спокойного и форсированного дыхания;
- б) определение точек экстремума по фазам дыхания;
- в) определение текущих объемов, соответствующих точкам экстремума;
- г) составление массива данных текущих объемов дыхания.

10. Покадровая обработка видеозаписи:

- а) определение времени начала записи спирометрического теста;
- б) определение фаз спокойного и форсированного дыхания по видеозаписи;
- в) определение временных отсчетов, соответствующих найденным фазам дыхания;
- г) извлечение видеофрагментов, соответствующих фазам дыхания. Каждый извлекаемый видеофрагмент сопоставляется с фиксируемыми точками на спирограмме;
- д) обработка полученных кадров. На каждом видеофрагменте по шести уровням (схематично показанным на рис. 3) определяются значения координат крайних точек спины x_{fi} (задней стенки) и передней стенки грудной клетки (живота) x_{ai} ;

е) расчет относительных отклонений стенок грудной клетки и живота осуществляется по формуле

$$\Delta x_i = x_{ai} - x_{fi}, \quad (3)$$

где x_{ai} – крайняя точка передней стенки грудной клетки (живота), определяемая по калибровочной доске; x_{fi} – крайняя точка задней стенки (спины); i – номер уровня отклонения.

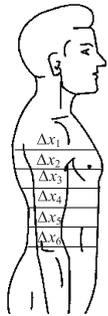


Рис. 3. Определение относительных отклонений стенок грудной клетки (живота) по шести уровням
Fig. 3. Determination of relative deviations of the chest (abdominal) walls at six levels

Уровни отклонений от 1 до 3 описывают грудное, от 4 по 6 – брюшное дыхание. Относительные отклонения стенок грудной клетки и живота определяли на калибровочной доске по шести уровням, равноудаленным по высоте друг от друга. Величины Δx_1 , Δx_2 , Δx_3 соответствуют уровням 1, 2, 3 и описывают грудное дыхание. Исходным уровнем являлась третья точка (уровень 3) – на 3 см ниже уровня соска, по которой определяли величину отклонения Δx_3 . Величины Δx_1 и Δx_2 соответствуют уровням на 8 и 16 см выше исходного уровня относительно калибровочной доски. Брюшное дыхание описывают отклонения Δx_4 , Δx_5 и Δx_6 , которые определялись ниже третьего уровня на 8, 16 и 24 см соответственно.

11. Статистическая обработка экспериментальных данных.

Результаты исследований и их обсуждение

Исследования проводили на базе кафедры электронной техники и технологии Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. По описанной выше методике было обследовано 63 человека (возраст – 18–26 лет, индекс массы тела – 18,1–32,6 кг/м², рост – 160–192 см). Для каждого испытуемого рассчитали относительные отклонения стенок грудной клетки (живота) и соответствующие им объемы вдыхаемого и выдыхаемого воздуха, определили коэффициенты корреляции между измеряемыми величинами. На рис. 4 представлены точечные диаграммы рассеяния значений текущего объема дыхания и отклонений габаритных размеров грудной клетки (живота).

С помощью корреляционно-регрессионного анализа экспериментальных результатов установлено, что модель полиномиальной регрессии наиболее точно описывает тесноту связи между объемами вдыхаемого и выдыхаемого воздуха и значениями отклонений габаритных размеров грудной клетки. Взаимосвязь экспериментальных значений наиболее точно описывает уровень 3 (корреляционное отношение $\eta = (0,98 \pm 0,05)$, коэффициент детерминации $R^2 = 0,95$, уровень значимости $\alpha = 0,05$), для уровней 1 и 2 корреляционное отношение составило $\eta = (0,92 \pm 0,08)$, $R^2 = 0,84$, для уровня 4 – $\eta = (0,84 \pm 0,11)$, $R^2 = 0,70$. Наименьшие значения корреляционного отношения для точек уровней 5 ($\eta = (0,66 \pm 0,16)$, $R^2 = 0,44$) и 6 ($\eta = (0,47 \pm 0,19)$, $R^2 = 0,22$) можно объяснить тем, что у испытуемых преобладал грудной тип дыхания, а движение грудной клетки и живота происходило несогласованно.

Взаимосвязь описывается нелинейно в виде полиномиальной кривой в связи с тем, что в процессе дыхания объемы легких изменяются совместно с движениями стенок грудной клетки и живота в горизонтальной, саггитальной и вертикальной плоскостях. В рассматриваемом случае измерения проводились только в горизонтальной плоскости, поскольку в ней амплитуды отклонения туловища наибольшие, и в этой связи упрощаются расчеты экспериментальных значений.

Заключение

Разработана методика исследования биомеханики дыхания, согласно которой предложено осуществлять запись отклонений стенок грудной клетки и живота с помощью видеокамеры и при этом спирометром измерять текущие дыхательные объемы. Результаты исследований показали сильную взаимосвязь между измеряемыми величинами. По результатам статистической обработки данных, полученных в результате обследования 63 человек (возраст 18–26 лет, индекс массы тела – 18,1–32,6 кг/м², рост – 160–192 см), определили уровень, когда дыхательные движения наиболее выраженные и имеют наибольшие значения коэффициентов корреляции и детерминации ($\eta = (0,98 \pm 0,05)$, $R^2 = 0,95$, $\alpha = 0,05$ для уровня 3). Полученные результаты подтверждают возможность применения разработанной методики при косвенной оценке объемных параметров дыхания.

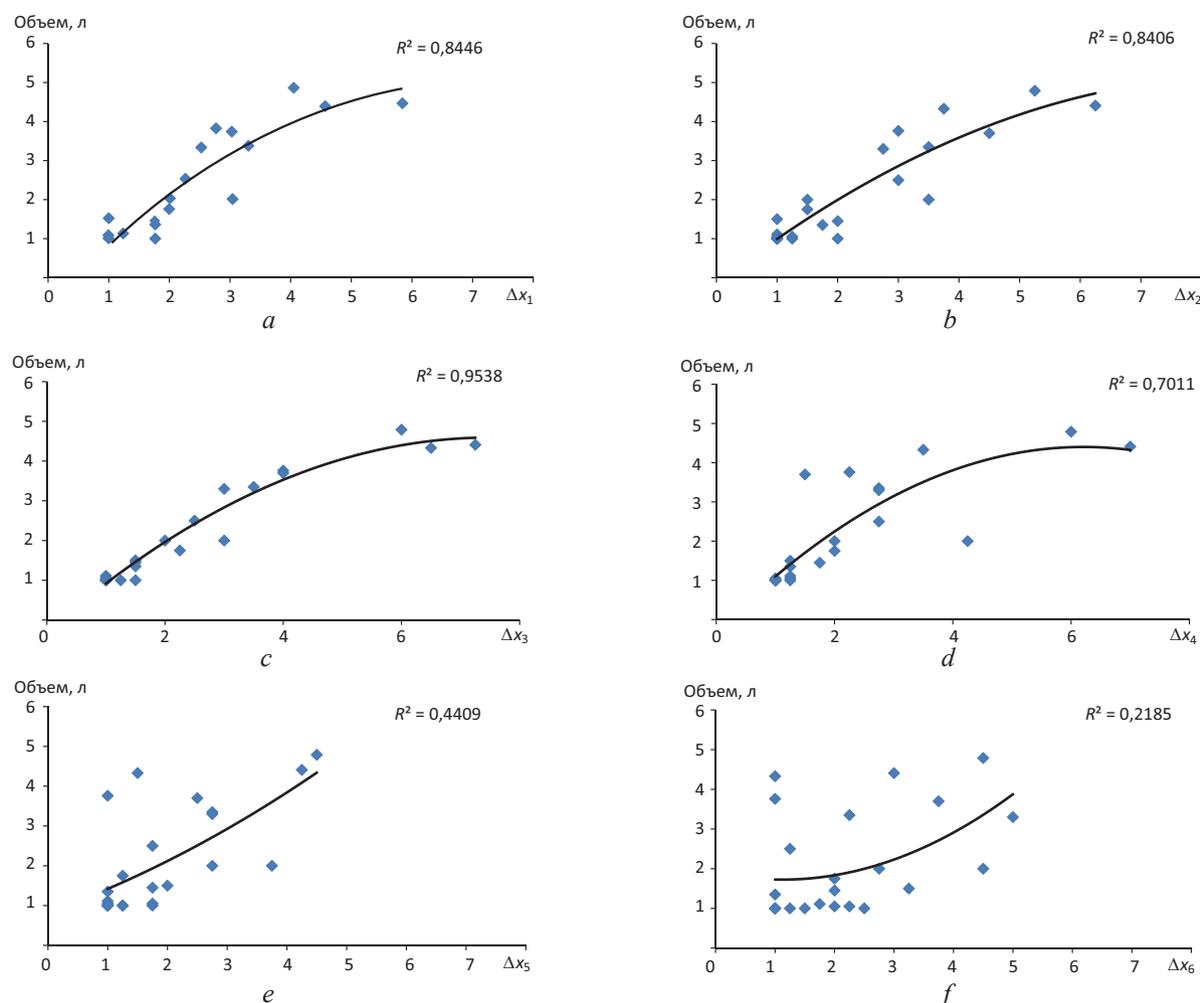


Рис. 4. Диаграммы рассеяния значений текущего объема дыхания и отклонений габаритных размеров грудной клетки (живота)
Fig. 4. Scatter diagrams of the values of the current breathing volume and deviations of the overall dimensions of the chest (abdomen)

Список литературы

1. Respiration Rate and Volume Measurements Using Wearable Strain Sensors / M. Chu [et al.] // npj. Digital Medicine. 2019. No 2. <https://doi.org/10.1038/s41746-019-0083-3>.
2. Artefact Detection in Impedance Pneumography Signals: A Machine Learning Approach / J. Moeyersons // Sensors. 2021. Vol. 21, No 8. <https://doi.org/10.3390/s21082613>.
3. Contact-Based Methods for Measuring Respiratory Rate / C. Massaroni // Sensors. 2019. Vol. 19, No 4. <https://doi.org/10.3390/s19040908>.
4. Ревинская, И. И. Математическая модель для оценки объемных параметров дыхания / И. И. Ревинская // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 1. С. 19–25. <https://doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-1-19-25>.
5. Revinskaya, I. I. Hardware-Software Complex for Studying of Breathing Volume Parameters / I. I. Revinskaya, P. V. Kamlach, Ya. I. Liashchevich // Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-Technical Series. 2023. Vol. 68, No 2. P. 149–155. <https://doi.org/10.29235/1561-8358-2023-68-2-149-155>.
6. Standardisation of Spirometry / M. R. Miller [et al.] // European Respiratory Journal Series. “ATS/ERS TASK FORCE: Standardisation of Lung Function Testing”. 2005. Vol. 26, No 2. P. 319–338. Doi: 10.1183/09031936.05.00034805.
7. Организация работы по исследованию функционального состояния легких методами спирографии и пневмотахографии и применение этих методов в клинической практике / О. И. Турина [и др.]. Минск, 2002. 81 с.
8. Давыдченко, С. В. Исследование вентиляционной функции легких в клинической практике / С. В. Давыдченко, А. А. Бова. Минск: Белор. гос. мед. ун-т, 2007. 112 с.

References

1. Chu M., Nguyen T., Pandey V., Zhou Y., Hoang N. Pham, Bar-Yoseph R., Radom-Aizik S., Jain R., Dan M. Cooper, Khine M. (2019) Respiration Rate and Volume Measurements Using Wearable Strain Sensors. *npj Digital Medicine*. (2). <https://doi.org/10.1038/s41746-019-0083-3>.
2. Moeyersons J., Morales J., Seews N., Van Hoof C., Hermeling E., Groenendaal W., Willems R., Van Huffel S., Varon C. (2021) Artefact Detection in Impedance Pneumography Signals: A Machine Learning Approach. *Sensors*. 21 (8). <https://doi.org/10.3390/s21082613>.
3. Massaroni C., Nicolò A., Lo Presti D., Sacchetti M., Silvestri S., Schena E. (2019) Contact-Based Methods for Measuring Respiratory Rate. *Sensors*. 19 (4). <https://doi.org/10.3390/s19040908>.
4. Revinskaya I. I. (2023) Mathematical Model for Estimation of Volume Respiratory Parameters. *Doklady BGUIR*. 21 (1), 19–25. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-1-19-25> (in Russian).
5. Revinskaya I. I., Kamlach P. V., Liashchevich Ya. I. (2023) Hardware-Software Complex for Studying of Breathing Volume Parameters. *Proceedings of the National Academy of Sciences of Belarus. Physical-Technical Series*. 68 (2), 149–155. <https://doi.org/10.29 235/1561-8358-2023-68-2-149-155>.
6. Miller M. R., Hankinson J., Brusasco V., Burgos F., Casaburi R., Coates A., Crapo R., Enright P., van der Grinten C. P. M., Gustafsson P., Jensen R., Johnson D. C., MacIntyre N., McKay R., Navajas D., Pedersen O. F., Pellegrino R., Viegi G., Wanger J. (2005) Standardization of Spirometry. *European Respiratory Journal. Series “ATS/ERS TASK FORCE: Standardization of Lung Function Testing”*. 26 (2), 319–338. Doi: 10.1183/09031936.05.00034805.
7. Turina O. I., Lapteva I. M., Kalechits O. M., Manichev I. A., Shcherbitsky V. G. (2002) *Organization of Work on the Study of the Functional State of the Lungs Using Spirography and Pneumotachography and the Use of These Methods in Clinical Practice*. Minsk. 81 (in Russian).
8. Davydenko S. V., Bova A. A. (2007) *The Study of the Ventilation Function of the Lungs in Clinical Practice*. Minsk, Belarusian State Medical University. 112 (in Russian).

Вклад авторов

Ревинская И. И. разработала методику исследования биомеханики дыхания, подготовила рукопись статьи.

Камлач П. В. определил цели и задачи исследования.

Authors' contribution

Revinskaya I. I. developed a technique for researching the biomechanics of breathing, prepared the manuscript of the article.

Kamlach P. V. determined the goals and objectives of the study.

Сведения об авторах

Ревинская И. И., асп. каф. электронной техники и технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Камлач П. В., канд. техн. наук, доц., доц. каф. электронной техники и технологии 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 17 293-84-14
E-mail: inna_revinskaya@bsuir.by
Ревинская Инна Ивановна

Information about the authors

Revinskaya I. I., Postgraduate at the Department of Electronic Technology and Engineering of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Kamlach P. V., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Department of Electronic Engineering and Technology 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 17 293-84-14
E-mail: inna_revinskaya@bsuir.by
Revinskaya Ina Ivanauna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-99-105>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.942

АДАПТИРОВАННЫЕ АЛГОРИТМЫ DUAL CONTOURING И MARCHING CUBES ДЛЯ 3D-РЕКОНСТРУКЦИИ ПОЯСНИЧНОГО ОТДЕЛА ПОЗВОНОЧНИКА ЧЕЛОВЕКА

К. С. КУРОЧКА, Т. С. СЕМЕНЧЕНЯ

*Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого
(г. Гомель, Республика Беларусь)*

Поступила в редакцию 22.05.2023

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

Аннотация. В статье рассматривается задача трехмерной реконструкции поясничного отдела позвоночника человека алгоритмами триангуляции поверхности Marching Cubes и Dual Contouring для последующего планирования хирургического вмешательства на основе анализа цифровых компьютерно-томографических изображений. Представлены 3D-реконструкции поясничного отдела позвоночника человека, а также результаты сравнительного анализа разработанных методов по следующим критериям: скорость генерации сетки, количество сгенерированных ячеек, отсутствие конфликтных ситуаций (пересечений поверхности). Оптимальный алгоритм для решения поставленной задачи определен на основании сравнительного анализа.

Ключевые слова: компьютерная томография, поясничный отдел позвоночника человека, 3D-реконструкция, Dual Contouring, Marching Cubes.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Курочка, К. С. Адаптированные алгоритмы Dual Contouring и Marching Cubes для 3D-реконструкции поясничного отдела позвоночника человека / К. С. Курочка, Т. С. Семенченя // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 99–105. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-99-105>.

ADAPTATION OF DUAL CONTOURING AND MARCHING CUBES ALGORITHMS FOR 3D RECONSTRUCTION OF THE HUMAN LUMBAR SPINE

KONSTANTIN S. KUROCHKA, TATYANA S. SEMENCHENYA

Sukhoi State Technical University of Gomel (Gomel, Republic of Belarus)

Submitted 22.05.2023

Abstract. The article deals with the problem of three-dimensional reconstruction of the human lumbar spine using the Marching Cubes and Dual Contouring surface triangulation algorithms for subsequent planning of a surgical intervention based on the analysis of digital computed tomography images. 3D reconstructions of the human lumbar spine are presented, as well as the results of a comparative analysis of the developed methods according to the following criteria: mesh generation speed; the number of generated cells; the absence of conflict situations (intersections of the surface). The optimal algorithm for solving the problem is determined on the basis of a comparative analysis.

Keywords: computed tomography, human lumbar spine, 3D reconstruction, Dual Contouring, Marching Cubes.

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

For citation. Kurochka K. S., Semenchena T. S. (2023) Adaptation of Dual Contouring and Marching Cubes Algorithms for 3D Reconstruction of the Human Lumbar Spine. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 99–105. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-99-105> (in Russian).

Введение

Одним из наиболее информативных методов современной диагностики заболеваний опорно-двигательного аппарата человека является компьютерная томография (КТ). Полученные КТ-изображения предоставляют врачу информацию о травмах или патологиях. Однако КТ не позволяет в полной мере оценить состояние пациента. Кроме того, ряд элементов, таких как межпозвоночные диски, не отображается на снимках.

Во многих случаях для установления диагноза врач зрительно анализирует КТ-изображения отдельных сечений объекта. Однако для некоторых клинических задач, подобных хирургическому планированию или выбору оптимального протеза, целесообразно использовать 3D-реконструкцию сегментов позвоночника пациента для повышения презентабельности и информативности данных. Кроме того, полученные модели могут быть использованы для механико-кинематического анализа.

Трехмерные модели помогут разработать подробные и индивидуальные планы операций и облегчить работу врача. Внедрение программного средства для построения 3D-модели на основе КТ-изображений в процесс диагностирования позвоночника человека позволит упростить и улучшить возможность распознавания дефектов после проведения компьютерной томографии [1, 2]. Для решения задачи трехмерной реконструкции поясничного отдела позвоночника человека были выбраны наиболее популярные современные алгоритмы триангуляции поверхности Marching Cubes и Dual Contouring [3–5].

Адаптация алгоритмов Marching Cubes и Dual Contouring для реконструкции поясничного отдела позвоночника человека на основе анализа КТ-изображений

Главной проблемой применения алгоритмов Marching Cubes и Dual Contouring является получение трехмерной модели, состоящей из пересекающихся тетраэдров, что не позволяет использовать ее в расчетных моделях. Для устранения этого недостатка предлагаются следующие адаптации алгоритмов.

Алгоритм Marching Cubes разбивает области пространства, содержащие исходную поверхность, на кубические ячейки и аппроксимирует пересечение исходной поверхности и каждой кубической ячейки разбиения треугольниками. Данный алгоритм состоит из двух шагов. На первом происходит разбиение начальной области пространства на конечное множество ячеек, затем – поиск ячеек, пересекаемых искомой поверхностью. Второй шаг – аппроксимация поверхности в найденных ячейках [6]. После разбиения начальной области на ячейки значения функции задающей поверхности будут известны только в вершинах данных ячеек. Отсюда можно сделать вывод, что ячейка является главной структурной единицей на этом шаге. В данном алгоритме ячейка имеет форму параллелепипеда, хотя существуют и другие варианты. Форма ячейки определяет дальнейшую триангуляцию ячейки.

На втором шаге пространство разбивается на ячейки, и отбираются только те, в которых надо производить аппроксимацию. Таким образом, задачей второго шага является аппроксимация поверхности в одной ячейке. Определим, сколько способов триангуляции у параллелепипеда. Пусть имеется 8-битовый индекс. Тогда для каждой вершины будет один бит в индексе. Причем, если вершина ячейки находится вне объема, ограниченного искомой поверхностью, значение этого бита будет «0», иначе – «1». Тогда количество разных типов триангуляции составит 256. Однако из рис. 1 видно, что способ триангуляции с индексом i (рис. 1, a) совпадает со способом триангуляции куба с индексом j (рис. 1, b) ($i \neq j$).

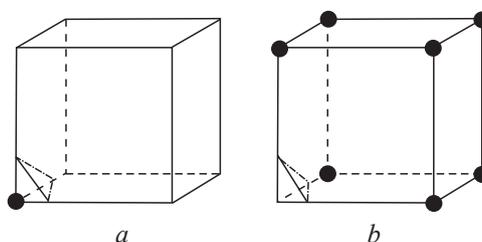


Рис. 1. Два отражательно-симметричных куба
Fig. 1. Two reflectively symmetrical cubes

Итого получается 128 различных способов триангуляции ($256/2 = 128$), поскольку способы триангуляции кубов i и j совпадают. Используя симметрию и вращение, 128 способов можно свести к 15.

На рис. 2 изображены два отражательно-симметричных куба A и A_R и два вращательно-симметричных A и A_F .

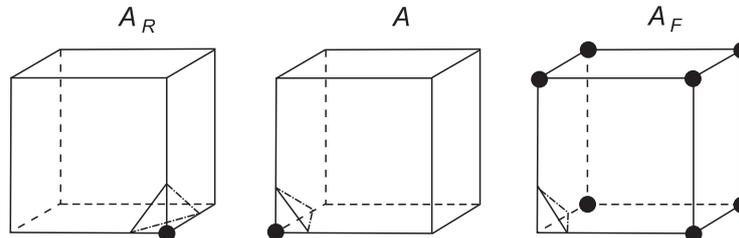


Рис. 2. Иллюстрация отражательной и вращательной симметрии
Fig. 2. Reflective and rotational symmetry illustration

Получив способ триангуляции, можно аппроксимировать поверхность в ячейке. К этому моменту уже известно количество треугольников, а для каждого треугольника известны ребра ячейки, на которых лежат его вершины. Остается найти точку на ребре ячейки, в которой поверхность ее пересекает. Далее для каждого конкретного случая, исходя из состояния вершины, создается индекс. Этот показатель служит указателем в таблице, которая дает все области пересечения для рассматриваемой конфигурации куба. Используя данный индекс, можно сказать, какой край пересекает поверхность, как интерполируется поверхность пересечения вдоль края.

Последним шагом в алгоритме Marching Cubes является вычисление единичной нормали для каждой вершины треугольника. На основе полученной трехмерной модели поясничного отдела позвоночника человека генерируется файл формата STL.

Алгоритм Dual Contouring работает путем разбиения пространства на ячейки. Далее алгоритм находит ячейки, содержащие изменение знака функции вдоль любого ребра, находит точку внутри ячейки и соединяет точки из соседних ячеек в полигоны. Таким образом, в отличие от Marching Cubes, в алгоритме Dual Contouring нет возможности вычислять ячейки по отдельности, поскольку для получения полигона рассматриваются несколько соседних ячеек в пространстве.

Ключевые особенности реализации Dual Contouring:

- возможность реализации алгоритма с использованием октодеревя, что существенно упрощает расчеты;
- в отличие от Marching Cubes, вершины генерируемой модели всегда находятся внутри соответствующей ячейки, а не на ее гранях [7, 8].

На рис. 3, a закрашенные точки – это точки внутри поверхности, незакрашенные – точки вне поверхности. Черные стрелки – это градиент в точках пересечения поверхностью ребер ячейки. На рис. 3, b изображен результат работы алгоритма Marching Cubes, на рис. 3, c – алгоритма Dual Contouring.

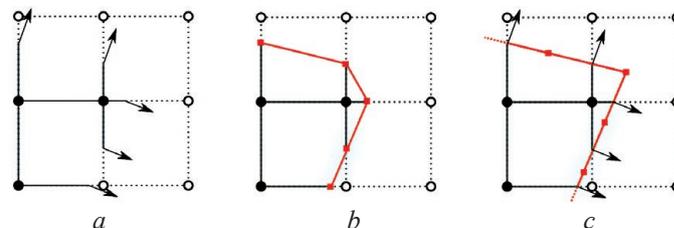


Рис. 3. Результат работы: a – до использования алгоритма;
 b, c – алгоритмов Marching Cubes и Dual Contouring соответственно
Fig. 3. Result of work: a – before using the algorithm;
 b, c – Marching Cubes and Dual Contouring algorithms, respectively

Как видно из рис. 3, алгоритм Dual Contouring более точно воспроизвел исходную поверхность благодаря помещению вершин внутри ячеек и учету градиента исходной поверхности. Градиент – это пара чисел для каждой точки, обозначающих, насколько изменяется функция при

движении по оси X или Y . Для вычисления градиента нужно измерить, как быстро значение $f(x)$ изменяется в данной точке при движении в любом заданном направлении.

Для нахождения координат вершины внутри ячейки на плоскости Dual Contouring использует следующий алгоритм:

- исходная функция поверхности вызывается в каждой вершине ячейки;
- между вершинами со значениями функции разных знаков находятся координаты точек пересечения ребер ячейки с поверхностью путем линейной аппроксимации значений функции в вершинах ячейки;
- для каждой точки пересечения ребра ячейки с поверхностью рассчитывается градиент функции поверхности в этой точке;
- искомая вершина размещается в точке, которая наиболее соответствует найденным градиентам.

В случае построения 3D-модели ячейка представляет собой куб, а не квадрат. В данном случае Dual Contouring по-прежнему находит ребра со сменой знака, а затем соединяет точки соседних ячеек; но теперь это четыре ячейки, что дает четырехсторонний многоугольник. Одна из проблем алгоритма выбора точки Dual Contouring – возможная коллинеарность градиентов. В этом случае результирующая точка стремится выйти за границы ячейки. Данная проблема изображена на рис. 4. Для ее устранения применяется решение квадратичной функции ошибки с фиксацией координаты вдоль одной из осей, также можно выполнить небольшое смещение всех градиентов к центру ячейки, что «подтолкнет» результирующую точку к центру.

Другой проблемой алгоритма Dual Contouring является ситуация, когда ни одна из точек внутри ячейки не удовлетворяет полученным градиентам. Данная ситуация изображена на рис. 5. В этом случае в качестве результирующей вершины выбирается точка ячейки с наименьшим значением ошибки.

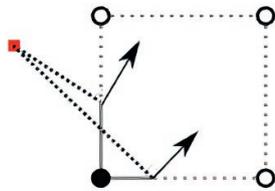


Рис. 4. Проблема коллинеарности градиентов
Fig. 4. The problem of collinear gradients

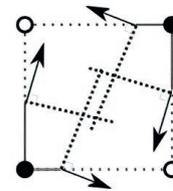


Рис. 5. Проблема отсутствия удовлетворяющей всем градиентам точки
Fig. 5. The problem of the absence of a point satisfying all gradients

Еще одна проблема алгоритма Dual Contouring – ситуация, когда в пространстве несколько объектов находятся близко друг к другу, но не пересекаются. Поскольку из одной ячейки в данном алгоритме получается только одна точка, такие объекты «слипаются» между собой, образуя ошибки геометрии, называемые non-manifold поверхностью. На рис. 6, *a* изображена точка, генерируемая алгоритмом Dual Contouring, на рис. 6, *b* – необходимая в данном случае геометрия (генерация двух отдельных точек).

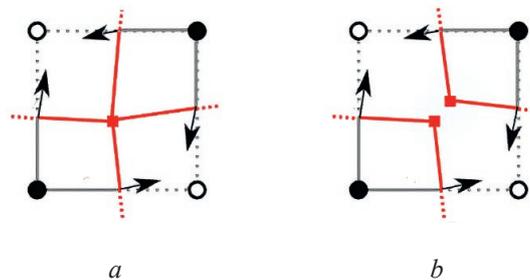


Рис. 6. Результаты работы алгоритмов: *a, b* – Dual Contouring и построения соответственно
Fig. 6. Results of the algorithms: *a, b* – Dual Contouring and construction accordingly, respectively

Вычислительный эксперимент

На основании предложенных алгоритмов было разработано соответствующее программное обеспечение, позволяющее производить построение 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека методами Marching Cubes и Dual Contouring на основе анализа цифровых КТ-изображений [5, 9]. При тестировании приложения выполнили сравнительный анализ методов Marching Cubes и Dual Contouring по следующим критериям:

- скорость генерации сетки;
- количество сгенерированных ячеек;
- отсутствие конфликтных ситуаций (пересечений поверхности).

Первый из перечисленных выше критериев влияет на скорость построения геометрической 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека и на работу приложения в целом, второй – на точность построения трехмерной модели, но количество сгенерированных ячеек должно быть оптимально. Большее количество сгенерированных ячеек не всегда приведет к лучшему результату 3D-модели. Третий критерий влияет на необходимость дальнейшей обработки сгенерированной сетки.

На рис. 7, *a, b* представлены зависимости скорости работы алгоритмов Marching Cubes и Dual Contouring соответственно от количества слоев КТ.

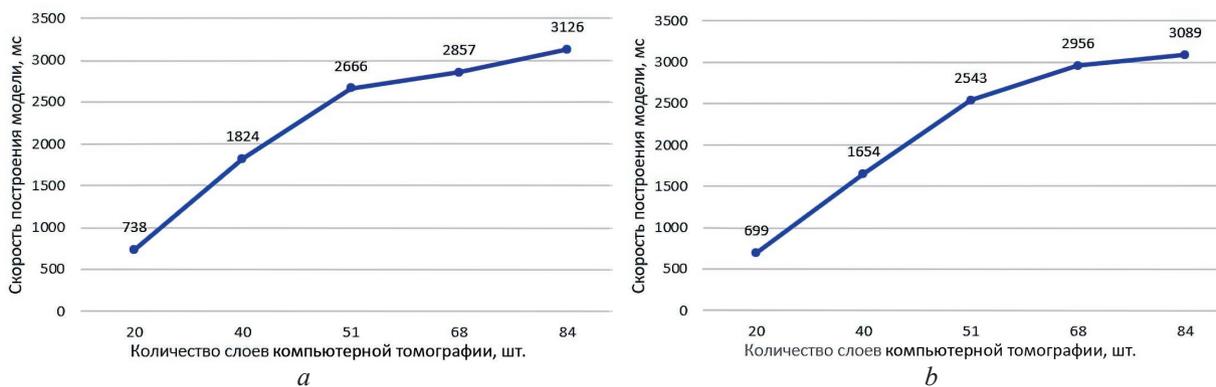


Рис. 7. Зависимость скорости работы алгоритмов от количества слоев компьютерной томографии:
a – Marching Cubes; *b* – Dual Contouring

Fig. 7. Dependence of the speed of operation of the algorithms on the number of computed tomography layers:
a – Marching Cubes; *b* – Dual Contouring

На рис. 8, *a, b* показаны зависимости количества сгенерированных ячеек алгоритмов Marching Cubes и Dual Contouring соответственно от количества слоев КТ.

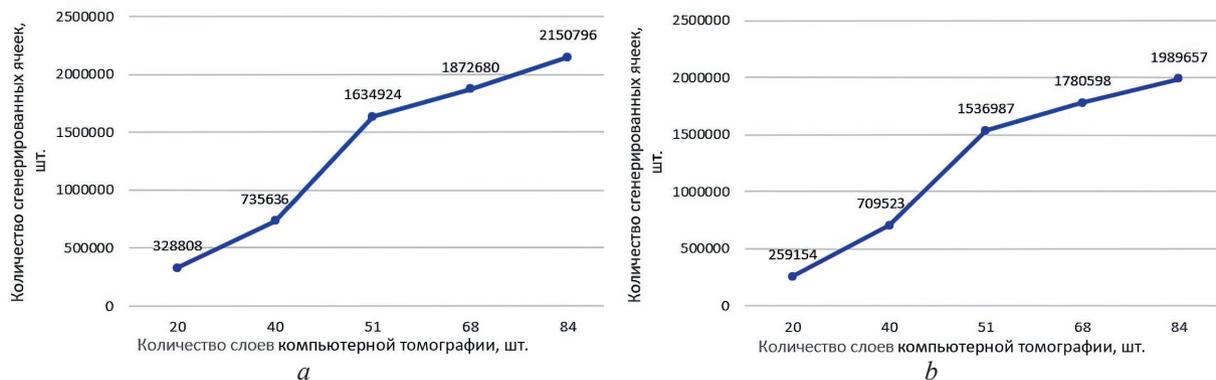


Рис. 8. Зависимость количества сгенерированных ячеек от количества слоев компьютерной томографии алгоритмов: *a* – Marching Cubes; *b* – Dual Contouring

Fig. 8. Dependence of the number of generated cells on the number of layers of computed tomography algorithms: *a* – Marching Cubes; *b* – Dual Contouring

На рис. 9, *a, b* представлены результаты визуализации геометрической 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека методами Dual Contouring и Marching Cubes соответственно.

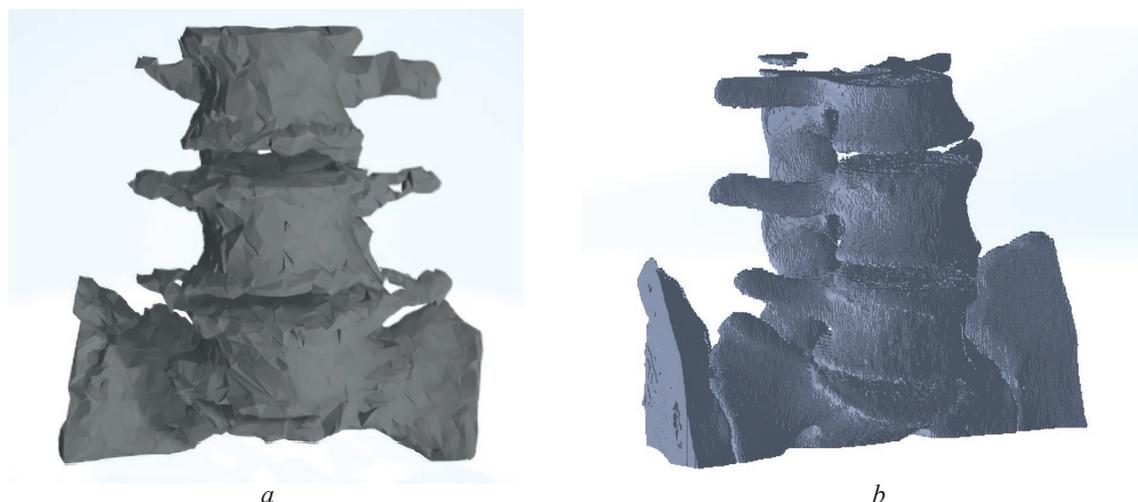


Рис. 9. 3D-модель поясничного отдела позвоночника человека, выполненная методами:
a – Dual Contouring; *b* – Marching Cubes

Fig. 9. 3D model of the human lumbar spine, made using the following methods:
a – Dual Contouring; *b* – Marching Cubes

Заключение

1. В результате тестирования разработанного программного обеспечения для построения 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека методами Dual Contouring и Marching Cubes на основании КТ-изображений этого отдела установлено, что алгоритм Dual Contouring показывает лучший (либо равный) результат по двум критериям из трех (скорость генерации сетки, отсутствие конфликтных ситуаций) в отличие от алгоритма Marching Cubes.

2. Количество сгенерированных ячеек у алгоритма Dual Contouring меньше, чем у Marching Cubes (большое количество получаемых ячеек, несомненно, негативно влияет на скорость отрисовки искомой поверхности, тратится значительный объем памяти). При сравнительном анализе установлено, что алгоритм Dual Contouring показывает более устойчивый результат при построении 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека при одинаковом наборе КТ-изображений.

Список литературы

1. Жарнов, А. М. Биомеханические процессы в позвоночно-двигательном сегменте шейного отдела позвоночника при его движении / А. М. Жарнов, О. А. Жарнова // Российский журнал биомеханики. 2014. Т. 18, № 1. С. 105–118.
2. Напряженно-деформированное состояние поясничного отдела позвоночника в III стадии дегенеративного процесса / Е. Л. Цитко [и др.] // Мультидисциплинарный подход к диагностике и лечению коморбидной патологии: сб. науч. ст. Респ. науч.-практ. конф. с междунар. участием, Гомель, 29–30 ноября 2018 г. Гомель: Гом. гос. мед. ун-т, 2018. С. 506–509.
3. Сафонов, М. Д. Методы построения поверхности по изображениям КТ для создания модели челюстно-лицевого скелета с применением 3D-печати / М. Д. Сафонов, Д. Д. Новиков, М. В. Привалов // Информатика и кибернетика. 2017. № 1. С. 79–82.
4. Солодкая, В. И. Анализ сеточных методов построения объектов с помощью задач триангуляции / В. И. Солодкая // Измерительная и вычислительная техника в технологических процессах. 2013. № 1. С. 222–226.
5. Семенченя, Т. С. Реконструкция 3D-модели поясничного отдела позвоночника человека методом Dual Contouring на основе анализа цифровых КТ-изображений / Т. С. Семенченя, К. С. Курочка // Информационные технологии и системы – 2022 (ИТС – 2022): матер. Междунар. науч. конф., Минск, 23 ноября 2022 г. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлектр., 2022. С. 163–165.
6. Обзор алгоритмов триангуляции неявно заданной поверхности / Н. В. Бугров [и др.] // Междунар. конф. MEDIAS-2012, Республика Кипр, Лимассол, 7–14 мая 2012 г. С. 151–173.
7. Олизарович, М. В. Компьютерное моделирование поясничных позвонков в предоперационном периоде / М. В. Олизарович // Проблемы здоровья и экологии. 2014. № 2. С. 125–129.

8. Wenger, R. *Isosurfaces: Geometry, Topology, and Algorithms* / R. Wenger, A. K. Peters // CRC Press. 2013. P. 488.
9. Semenchenya, T. S. Construction of an Individual Geometric 3D Model of the Lumbar Spine of a Person Based on the Analysis of Medical Images / T. S. Semenchenya, K. S. Kurochka // Открытые семантические технологии проектирования интеллектуальных систем (OSTIS-2020): сб. науч. тр. Минск: Белор. гос. ун-т информ. и радиоэлектр., 2020. Вып. 4. С. 291–297.

References

1. Zharnov A. M., Zharnova O. A. (2014) Biomechanical Processes in the Vertebral Motor Segment of the Cervical Spine During its Movement. *Russian Journal of Biomechanics*. 18 (1), 105–118 (in Russian).
2. Tsitko E. L., Kurochka K. S., Silvistovich V. I., Tsitko D. E. (2018) Stress-Strain State of the Lumbar Spine in Stage III of the Degenerative Process. *Multidisciplinary Approach to the Diagnosis and Treatment of Comorbid Pathology, Sat. Scientific Art. Rep. Scientific-Practical. Conf. with International Participation, Gomel, 29–30 Nov. 2018*. Gomel, Gomel State Medical University. 506–509 (in Russian).
3. Safonov M. D., Novikov D. D., Privalov M. V. (2017) Methods for Constructing a Surface from CT Images for Creating a Model of the Maxillofacial Skeleton Using 3D Printing. *Informatics and Cybernetics*. (1), 79–82 (in Russian).
4. Solodkaya V. I. (2013) Analysis of Grid Methods for Constructing Objects Using Triangulation Problems. *Measuring and Computer Technology in Technological Processes*. (1), 222–226 (in Russian).
5. Semenchenya T. S., Kurochka K. S. (2022) Reconstruction of a 3D Model of the Human Lumbar Spine Using the Dual Contouring Method Based on the Analysis of Digital CT Images. *Information Technologies and Systems – 2022 (ITS – 2022), Materials of the International Scientific Conference, Minsk, Nov. 23, 2022*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 163–165 (in Russian).
6. Bugrov N. V., Golubev V. I., Dizhevskii A. Yu., Kakauridze D. G., Klimenko A. S., Oboimov A. S., Frolov P. V. (2012) Review of Algorithms for Triangulation of an Implicitly Given Surface. *International Conference MEDIAS-2012, Cyprus, Limassol, May 7–14, 2012*. 151–173 (in Russian).
7. Olizarovich M. V. (2014) Computer Simulation of the Lumbar Vertebrae in the Preoperative Period. *Problems of Health and Ecology*. (2), 125–129 (in Russian).
8. Wenger R., Peters A. K. (2013) *Isosurfaces: Geometry, Topology, and Algorithms*. C.R.C. Press. 488.
9. Semenchenya T. S., Kurochka K. S. (2020) Construction of Individual Geometric 3D Model of the Lumbar Spine of a Person Based on the Analysis of Medical Images. *Open Semantic Technologies for Intelligent Systems (OSTIS-2020), Collection of Scientific Papers*. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. (4), 291–297.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Курочка К. С., канд. тех. наук, доц., зав. каф. информационных технологий Гомельского государственного технического университета имени П. О. Сухого

Семенченя Т. С., асп., ст. преп. каф. информационных технологий Гомельского государственного технического университета имени П. О. Сухого

Адрес для корреспонденции

246746, Республика Беларусь,
г. Гомель, просп. Октября, 48
Гомельский государственный
технический университет имени П. О. Сухого
Тел.: +375 25 538-03-71
E-mail: levts@gstu.by
Семенченя Татьяна Сергеевна

Information about the authors

Kurochka K. S., Cand. of Sci., Associate Professor, Head of Information Technologies Department of Sukhoi State Technical University of Gomel

Semenchenya T. S., Postgraduate, Senior Lecturer at Information Technologies Department of Sukhoi State Technical University of Gomel

Address for correspondence

246746, Republic of Belarus,
Gomel, Oktyabrya Ave., 48
Sukhoi State Technical University
of Gomel
Tel.: +375 25 538-03-71
E-mail: levts@gstu.by
Semenchenya Tatyana Sergeevna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-106-112>

Original paper

UDC 004.78; 615.47

USING MACHINE LEARNING FOR RECOGNITION OF ALZHEIMER'S DISEASE BASED ON TRANSCRIPTION INFORMATION

ULADZIMIR A. VISHNIAKOU, YU CHU YUE

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

Submitted 12.07.2023

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2023

Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2023

Abstract. The purpose of this article is to perform analytical and prognostic studies on the recognition of Alzheimer's disease based on decoded text speech data using machine learning algorithms. The data used in this article is taken from the ADReSS 2020 Challenge program, which contains speech data from patients with Alzheimer's disease and healthy people. The problem under study is a binary classification problem. First, the full texts of the interviewees were extracted from the transcribed texts of the speech data. This was followed by training the model based on vectorized text features using a random forest classifier, in which the authors used the GridSearchCV method to optimize hyperparameters. The classification accuracy of the model reached 85.2 %.

Keywords: machine learning, random forest method, binary classification, optimization parameters.

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

For citation. Vishniakou U. A., Yu Chu Yue (2023) Using Machine Learning for Recognition of Alzheimer's Disease Based on Transcription Information. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 106–112. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-106-112>.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ БОЛЕЗНИ АЛЬЦГЕЙМЕРА НА ОСНОВЕ ТРАНСКРИПЦИОННОЙ ИНФОРМАЦИИ

В. А. ВИШНЯКОВ, ЮЙ ЧУ ЮЭ

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

Поступила в редакцию 12.07.2023

Аннотация. Выполнены аналитические и прогностические исследования по распознаванию болезни Альцгеймера на основе расшифрованных текстовых речевых данных с использованием алгоритмов машинного обучения. Данные были взяты из программы ADReSS 2020 Challenge, которая содержит речевые данные пациентов с болезнью Альцгеймера и здоровых людей. Распознавание болезни Альцгеймера представляет собой проблему бинарной классификации. Сначала из расшифрованных текстов речевых данных извлекались полные тексты интервьюируемых пациентов. Затем следовало обучение модели нейронной сети на основе векторизованных текстовых признаков с использованием классификатора случайного леса, в котором авторы применяли метод GridSearchCV для оптимизации гиперпараметров. Точность классификации модели составила 85,2 %.

Ключевые слова: машинное обучение, метод случайного леса, бинарная классификация, параметры оптимизации.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Вишняков, Ю. А. Использование машинного обучения для распознавания болезни Альцгеймера на основе транскрипционной информации / Ю. А. Вишняков, Юй Чу Юэ // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 106–112. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-106-112>.

Introduction

Alzheimer's disease (AD) is an insidious and progressive neurodegenerative disease, clinically defined as the impairment of certain cognitive and functional abilities [1]. Internationally, no medical treatment has been developed to cure AD, which causes progressive and irreversible damage to the patient, in all cases leading to neurological death [2]. Memory loss and language impairment are among the earliest symptoms of AD and have become the direction in which scholars are working to help Alzheimer's patients today with the development of artificial intelligence.

The development of the Internet of Things (IoT) has made it possible to ensure patients' safety by means of emergency buttons, global positioning systems, intelligent smoke detectors, etc. [3]. Advances in machine learning has made it possible for technology to analyze subtle differences in speech expressions and word frequency variations of patients. The pronunciation in AD is characterized by variations in different temporal and acoustic phonological parameters, with clinical symptoms of dysphasia, i. e., naming impairment, impaired auditory and written comprehension, fluent but hollow speech, and speaking with semantic errors [4]. Therefore, during the conversation they gave less specific information relative to healthy controls and the syntax of the sentences used was simpler, these characteristics were the basis for conducting the presented research.

Review

In recent years, many scholars have attempted to conduct computational analysis of verbal and linguistic disorders in AD. Fraser et al. [5] extracted variables from narrative speech of Alzheimer's patients in an exploratory analysis, selected over 370 available features to construct a model and achieved 81.92 % classification accuracy in distinguishing patients from healthy controls. Gábor Gosztolya [6] created a set of acoustic features based on eight acoustic markers: intelligibility, voice rhythm, speech length, duration of voiceless and filled pauses (hesitation), number of voiceless and filled pauses as well as hesitation rate, trying to combine them with linguistic features, including morphological features, speech-based spontaneous features and semantic features to distinguish healthy controls from those with different stages of dementia. In their paper, the accuracy of the phonological features were compared separately from the semantic features as well. In the 2-class machine learning task, an accuracy value of 86 % was obtained by combining the "extended" set of acoustic features with all linguistic features in the task of differentiating controls from patients with mild AD.

In this article, the authors used machine learning to identify AD by vectorizing the transcribed text of speech data to achieve a distinction between Alzheimer's patients and healthy control participants using TfidfVectorizer [7], a random forest classifier, and GridSearchCV.

ADReSS Challenge dataset

The authors' data came from the ADReSS 2020 Challenge dataset [8], whose principal target is to address the lack of standardization that is currently affecting the field by introducing a dataset in which different methodologies can be systematically compared. The dataset has two parts, a training set and a test set, containing a total of 1955 speech segments from 78 non-patient participants and 2.122 speech segments from 78 AD participants, for each speech data the recordings was acoustically enhanced using fixed noise. Only the training set from the competition dataset was used in this experiment, containing 54 AD patients and 54 control participants, totaling 108 participants.

It elicited narrative speech using the "Cookie theft" picture description task from the Boston Diagnostic Aphasia Examination [9]. The procedure instructs the interviewer to show participants the picture and encourage them to describe it, available data contains complete enhanced audio and normalized

audio blocks. Only the transcribed text corresponding to the full augmented audio was used in this experiment. The transcribed text was provided by the dataset, they were annotated using the CHAT encoding system [10].

TfidfVectorizer feature extractor

TfidfVectorizer is an open source method for natural language text processing, whose central idea is the TF-IDF (Term frequency – inverse document frequency) text feature representation method [11], a common weighting technique for information retrieval and data mining. The main idea of TF-IDF is that if a word or phrase appears in an article with high frequency and rarely appears in other articles, it is considered to be highly relevant to the document, which means that the word or phrase has good category differentiation ability that is suitable for classification.

The TfidfVectorizer uses the inverse domain frequency (IDF) and term frequency (TF) of the words to compute their corresponding term frequency inverse domain frequency (TF-IDF) values. The TF of word t in a given text corpus is calculated as the formula below:

$$tf(t, d) = count(t, d),$$

where t is a term; d is the given text corpus.

The result of $count(t, d)$ is the number of occurrences of term t in document d . Whereas the IDF of word t in d is calculated as formula below:

$$idf(t) = \log\left(\frac{N}{df(t)}\right),$$

where N refers to the total number of texts in document; $df(t)$ is the number of texts containing the term t .

The Tf-idf of the word t in the given document d is computed using the equations given below:

$$Tf_{idf(t,d)} = tf(t, d) \cdot idf(t),$$

where $tf(t, d)$ is the term frequency of word t in document d , which denotes the number of times t appeared in document d divided by total number of words in the document.

Random forest classifier

Random forest is an algorithm that integrates multiple trees through the idea of ensemble learning, its basic unit is the decision tree. Specifically, each decision tree is a classifier, for an input sample, N trees will have N classification results, random forest designates the category with the highest number votes as the final output, one of the simplest bagging ideas. It can reduce the variance in the decision tree, has good robustness against noise and outliers [12], having the characteristics of being able to handle high-dimensional data with high accuracy also.

The training process of the random forest classifier is as following:

1) samples from the training set are randomly sampled to form a new training set (bagging method, Bootstrapping);

2) randomly select some features from the training set to form a new feature set;

3) a decision tree is trained based on the new training set and new feature set. The decision tree is trained by continuously dividing the dataset into smaller subsets until the number of subsets is so small that it is somehow predefined or it cannot be divided any further;

4) repeat steps 1 to 3 to train multiple decision trees for forming a forest.

Fig. 1 shows the relationship between decision trees and random forest.

Since the parameters of decision trees in random forests need to be selected manually, which can have a significant impact on the performance of the model if they are not selected properly for the hyperparameters, GridSearchCV was used in this article to do this task of searching. GridSearchCV is a variant of GridSearch, which is an algorithm evaluation method for model selection and parameter tuning using cross-validation to select the best hyperparameters. Specifically, GridSearchCV divides hyperparameter space into subspaces and performs cross-validation on each subspace to select the best hyperparameter combination.

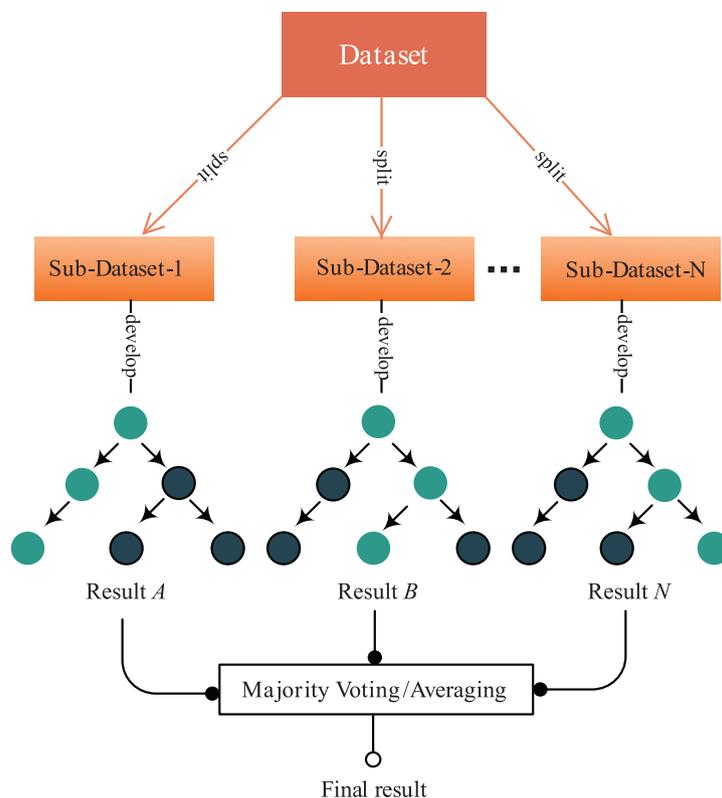


Fig. 1. The flow of the random forest classifier

It can improve stability and generalization ability of the model, as well as reduce the risk of overfitting. In this experiment, the number of folds for cross-validation of GridSearchCV method was set to 10, the number of parallel running jobs was set to 6 to accelerate the grid search process.

Experiments and methodology

The dataset language for this experiment is English, the programming language is python. Python is one of the most popular programming languages in the field of machine learning, which not only has rich machine learning libraries such as scikit-learn, TensorFlow, PyTorch, Keras, etc. to help practitioners quickly build machine learning models, but also has powerful visualization capabilities to visualize and display data.

After the transcribed texts corresponding to the complete enhanced audio were obtained, the authors first extracted all the speech text passages related to the participants in the control and AD patient groups by file separately after cleaning, integrated the speech text passages in each file into a string, which were then organized in the form of rows and columns using the DataFrame class in the Pandas library to form a table for subsequent referencing and analysis. In order to distinguish the files of control and patient groups, the authors added a column “ad” marker to identify groups to which the files belong. Finally, the control and patient files were combined and disrupted to return a complete processed dataset named “train_df” in code.

After the preparation of dataset, the authors adopt the K -fold cross-validation procedure technique to divide the dataset into 10 subsets, which were divided into training dataset and test dataset in the ratio of 8:2. After the segmentation, four variables were obtained, named as “train_features, test_features, train_labels and test_labels”.

The authors combined TfidfVectorizer and random forest classifier into a whole workflow using Pipeline class within scikit-learn library, trained with train_features and train_labels of training set as input, the best parameters of TfidfVectorizer and random forest classifier obtained after GridSearchCV method search were shown in Tab. 1.

Table 1. Parameters setting for TfidfVectorizer and random forest classifier

TfidfVectorizer parameters	Setting	Random forest classifier parameters	Setting
vec_max_features	2000	clf_n_estimators	10
vec_stop_words	'english'	clf_max_depth	10
vec_analyzer	'word'	clf_min_samples_split	5
vec_max_df	0.5	clf_min_samples_leaf	2
vec_sublinear_tf	True	clf_bootstrap	True

The meanings of the parameters of the text feature extractor in Tab. 1 are as follows: *Vec_max_features* specifies the maximum number of different words or characters allowed as features; *vec_stop_words* is used to determine whether to remove stop words, which are frequently occurring but generally insignificant words in text analysis; *vec_analyzer* is used to determine whether the features are based on words or characters; *vec_max_df* limits the maximum document frequency allowed for a word, words with frequencies exceeding this threshold will be removed; *vec_sublinear_tf* is used to specify whether or not to use sublinear TF scaling, which means that the word frequencies of the text data should be compressed or scaled.

The meanings of each parameter in the random forest classifier in Tab. 1 are as follows: *clf_n_estimators* controls the number of decision trees in the random forest, as the number of trees increases, the model's complexity also rises; *clf_max_depth* sets the maximum depth of each decision tree, a larger depth may lead to overfitting, while a smaller depth may result in underfitting; *clf_min_samples_split* specifies the minimum number of samples required to split a node in a decision tree; *clf_min_samples_leaf* defines the minimum number of samples required to be at a leaf node, using a smaller value will lead to fewer samples at the leaf nodes; *clf_bootstrap* is a binary parameter that controls whether bootstrap sampling is used during training of each decision tree, when it is set to True, the training data for each tree is randomly sampled with replacement.

The parameters of the text feature extractor in Tab. 1 were: maximum number of features retained by the feature extractor was 2000, deactivated words were selected as English deactivated words, analysis was performed according to words, words with a frequency threshold of more than 0.5 in the feature extractor would be ignored, and sublinear scaling was selected for the scaling of word frequencies. The parameters of the random forest classifier in Tab. 1 were: the number of decision trees contained in the constructed random forest was 10, maximum depth of each decision tree was 10 layers, minimum number of samples required for decision tree splitting was 5, minimum number of samples required on leaf nodes was 2, and bagging method with put-back was used.

The performance of the model was evaluated using the test set after the model was trained. Since the data in the dataset were labeled data, the problem studied by the authors was the classification problem of supervised learning, Fig. 2 shows the specific experimental procedure conducted in this article, where the input Train_df was the name of the processed dataset.

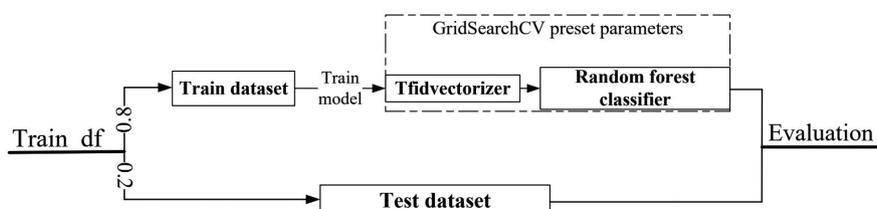


Fig. 2. Experimental flowchart

Results discussion

To effectively and comprehensively evaluate the proposed model, the authors adopted three re-sampling methods, respectively namely: *K*-fold cross validation, Leave one subject out (LOSO) cross validation and bootstrap sampling method. Since for small sample datasets, more information can be obtained through repeated sampling.

1. K -fold cross validation

Cross validation is a procedure for validating a model’s performance without replacement. K -fold cross validation means that the original dataset is divided into pre-specified number K mutually exclusive subsets (usually evenly divided) called “folds”, these subsets are produced in a systematic way and then the model is trained and tested in K iterations. Each time the model uses $K-1$ of the folds as training set, the remaining one would be used as validation set, each of fold would be left out exactly once. Since in this experiment 10 n_folds (n_splits) were requested, the authors received 10 iterations and it gave 10 different accuracies, the authors took the average of them as performance estimation. K -fold cross validation can utilise dataset more efficiently as all the data is used, also the estimation error is reduced to some extent as multiple training and testing are used, but in some cases cross validation can suffer from bias or variance.

2. Leave one subject out (LOSO) cross validation

LOSO is a specific cross-validation method tailored to the subject-based nature of the dataset in this experiment. It is a variation of K -fold cross-validation, where K equals the number of subjects in the dataset. During each iteration, LOSO utilizes one subject as the test set while training the model on data from all other subjects. This approach effectively assesses the model’s generalization to new subjects, but it comes with heightened computational costs, particularly when dealing with a large number of subjects in the dataset.

3. Bootstrap sampling method

The bootstrap method is a resampling technique applied in machine learning to estimate the skill of machine learning models when making predictions on data not included in the training data. It is a statistical method and allows one to calculate confidence intervals for the results of cross-validation to obtain a range of confidence in the model’s performance. Due to the drawing with replacement, a new bootstrapped sample data set may contain multiple instances of the same original cases or completely omit other original cases, although 2 sample sets are unlikely to be 100 % same, but it may still introduce sampling bias, since it can not fully simulate the true distribution of the dataset. Advantages of this method is that it is easy to implement and can be effective in providing a plausible range of model accuracies.

Here the authors set method as new sample sets with the same number of cases as the original data set, because the sample size of the original dataset is small, if the number of samples in each bootstrap sampling is less than the number of samples in the original dataset, it affects the model’s generalisation ability and stability. The authors set iteration number as 5, in each bootstrap iteration, sample would create one model, which is tested against the Out of Bag (test data) of that sample, thus obtained accuracies for 5 samples, the final accuracy output is the average of them.

Tab. 2 presents a comparison of the accuracy achieved by various methods for evaluating the models proposed in this article, alongside the baseline result from reference [8]. The baseline result was obtained using the LDA classifier with linguistic features on LOSO cross-validation for the AD classification task.

Table 2. Compare with ADReSS challenge baseline result

Datasets	Researchers	Research methods	Evaluation method	Accuracy, %
Ad_speech	Luz S. [8]	LDA classifier	LOSO CV	77.0
Ad_speech	Authors	Random forest classifier	LOSO CV	85.2
Ad_speech	Authors	Random forest classifier	K -fold CV	87.6
Ad_speech	Authors	Random forest classifier	Bootstrap Sampling	87.3
Ad_speech	Yuan J. [13]	ERNIE model	LOO (leave-one-out)	89.6

In addition, based on bootstrap sample calculations, the authors are sure that the true accuracy of the model may be more 87.3 % on others data set. Tab. 2 shows that the results of this experiment surpassed the LDA classifier, slightly inferior to the ERNIE model and allowed to obtain a good classification for the Republic of Belarus.

Conclusion

This article presents a solution for the analysis and prediction of Alzheimer’s disease using publicly available datasets from which the authors extracted complete transcripts of participants’ speech.

The data set was divided and introduced into a machine learning model in which a random forest classifier was used to implement the task of recognizing Alzheimer's disease with optimized hyperparameters and using the GridSearchCV method. The results showed that the classification experiments showed an accuracy of 85.2 % (the code is stored in <https://github.com/HkThinker/Using-Machine-Learning-for-Recognition-of-Alzheimer-s-Disease-Based-on-Transcription-Information/tree/main>) exceeded the linguistic baseline provided for the ADReSS 2020 challenge, losing by 4 % to the ERNIE model, which means that the classification experiments achieved promising results for Belarus. By converting the transcription text into TF-IDF feature vectors using TfidfVectorizer in combination with a random forest classifier, these classification results were achieved for the task of classifying Alzheimer's disease.

References

1. Martínez-Sánchez F., Meilán J. J. G., Carro J., Ivanova O. (2018) A Prototype for the Voice Analysis Diagnosis of Alzheimer's Disease. *Journal of Alzheimer's Disease*. 64 (2), 473–481.
2. Pulido M. L. B., Hernández J. B. A., Ballester M. Á. F., González C. M. T., Mekyska J., Smékal Z. (2020) Alzheimer's Disease and Automatic Speech Analysis: A Review. *Expert Systems with Applications*. 150, 113213.
3. Lorenz K., Freddolino P. P., Comas-Herrera A., Knapp M., Damant J. (2019) Technology-Based Tools and Services for People with Dementia and Carers: Mapping Technology Onto the Dementia Care Pathway. *Dementia*. 18 (2), 725–741.
4. Szatloczki G., Hoffmann I., Vincze V., Kalman J., Pakaski M. (2015) Speaking in Alzheimer's Disease, is That an Early Sign? Importance of Changes in Language Abilities in Alzheimer's Disease. *Frontiers in Aging Neuroscience*. (7), 195.
5. Fraser K. C., Meltzer J. A., Rudzicz F. (2016) Linguistic Features Identify Alzheimer's Disease in Narrative Speech. *Journal of Alzheimer's Disease*. 49 (2), 407–422.
6. Gosztolya G., Vincze V., Tóth L. Pákási M., Kálmán János, Hoffmann Ildikó (2019) Identifying Mild Cognitive Impairment and Mild Alzheimer's Disease Based on Spontaneous Speech Using ASR and Linguistic Features. *Computer Speech & Language*. 53, 181–197.
7. Garreta R., Moncecchi G. (2013) *Learning Scikit-Learn: Machine Learning in Python*. Great Britain, Packt Publ.
8. Luz S., Haider F., de la Fuente S., Fromm D., MacWhinney B. (2004) Alzheimer's Dementia Recognition Through Spontaneous Speech: The ADReSS Challenge. *arXiv Preprint arXiv*. 06833, 2172–2176.
9. Pompili A., Abad A., de Matos D. M. (2020) Pragmatic Aspects of Discourse Production for the Automatic Identification of Alzheimer's Disease. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. 14 (2), 261–271.
10. Brian MacWhinney (2014) *The CHILDES Project: Tools for Analyzing Talk. Vol. II: The Database*. Moscow, Psychology Publ. 432.
11. Manning C. D. (2009) *An Introduction to Information Retrieval*. Cambridge, Cambridge University Publ. 581.
12. Breiman L. (2001) Random Forests. *Machine Learning*. 45, 5–32.
13. Yuan J., Bian J., Cai X., Huang J., Ye Z., Church K. (2020) Disfluencies and Fine-Tuning Pre-Trained Language Models for Detection of Alzheimer's Disease. *Interspeech*. 2020, 2162–2166.

Authors' contribution

The authors contributed equally to the writing of the article.

Information about the authors

Vishniakou U. A., Dr. of Sci. (Tech.), Professor at the Department of Infocommunication Technologies of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Yu Chu Yue, Postgraduate 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 44 486-71-82
E-mail: vish@bsuir.by



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-113-120>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 004.42

МЕТОДИКА ПОИСКА ДЕФЕКТНЫХ СОЛНЕЧНЫХ ПАНЕЛЕЙ В ДАННЫХ ТЕЛЕМЕТРИИ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ НА ОСНОВЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАБОТЫ ЦИФРОВОГО ДВОЙНИКА

К. С. ДИК

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

Поступила в редакцию 01.06.2023

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

Аннотация. Поиск неисправных, а значит, работающих в аномальном режиме солнечных панелей на электростанции является актуальной задачей в условиях развития и роста доли солнечной энергетики в выработке электроэнергии. Исследования нацелены на разработку и оценку результативности новой методики и программного алгоритма поиска аномалий в работе солнечных панелей на основе результатов работы цифрового двойника, созданного и обученного по данным телеметрии солнечной электростанции. Методика основана на исследованиях отклонений значений мощности в точке максимальной эффективной работы солнечной панели, рассчитанной цифровым двойником, от среднестатистических значений по электростанции. С применением предлагаемой методики за полгода прямых наблюдений обнаружены и подтверждены 16 аномалий в работе солнечных панелей электростанции. Установлено, что при анализе отклонений нормализованных значений мощностей в точке максимальной мощности P_N возможно обнаружение солнечных панелей, которые имеют дефекты или работают с потерей эффективности.

Ключевые слова: солнечная панель, нормализованное значение мощности, поиск аномалий, цепочка солнечных панелей, солнечная электростанция, точка максимальной мощности.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Благодарность. Автор благодарит директора ООО «Сенсотроника» Рустама Асимова и директора LTD Sansniffer (Германия) Ингмара Крузе за предоставленный доступ к результатам телеметрии и API цифрового двойника.

Для цитирования. Дик, К. С. Методика поиска дефектных солнечных панелей в данных телеметрии электростанции на основе результатов работы цифрового двойника / К. С. Дик // Доклады БГУИР. 2023. Т. 21, № 6. С. 113–120. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-113-120>.

A METHOD FOR SEARCHING FOR DEFECTIVE SOLAR PANELS IN TELEMETRY DATA OF A POWER PLANT BASED ON THE RESULTS OF A DIGITAL TWIN

KANSTANTIN S. DZIK

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

Submitted 01.06.2023

Abstract. Searching for faulty, and therefore operating in abnormal mode, solar panels at a power plant is an urgent task in the context of the development and growth of the share of solar energy in electricity generation. The research is aimed at developing and evaluating the effectiveness of a new methodology and software algorithm

for searching for anomalies in the operation of solar panels based on the results of a digital twin created and trained using telemetry data from a solar power plant. The methodology is based on studies of deviations in power values at the point of maximum efficient operation of the solar panel, calculated by the digital twin, from the average statistical values for the power plant. Using the proposed methodology, over six months of direct observations, 16 anomalies in the operation of the solar panels of the power plant were discovered and confirmed. It has been established that when analyzing deviations of normalized power values at the maximum power point P_N , it is possible to detect solar panels that have defects or operate with loss of efficiency.

Keywords: solar panel, normalized power value, anomaly search, solar panel chain, solar power plant, maximum power point.

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

Gratitude. The author thanks the director of Sensotronika LLC Rustam Asimov and the director of LTD Sansniffer (Germany) Ingmar Kruse for providing access to the telemetry results and the digital twin API.

For citation. Dzik K. S. (2023) A Method for Searching for Defective Solar Panels in Telemetry Data of a Power Plant Based on the Results of a Digital Twin. *Doklady BGUIR*. 21 (6), 113–120. <http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2023-21-6-113-120> (in Russian).

Введение

Ежегодный прирост выработки солнечных электростанций в мире продолжает увеличиваться. Согласно отчету Международного энергетического агентства за 2023 г. (https://iea-pvps.org/wp-content/uploads/2023/04/IEA_PVPS_Snapshot_2023.pdf), в 2022-м мощность солнечных электростанций в мире увеличилась на 240 ГВт, что вдвое больше прироста в 2020 г. Увеличение объемов выработки электроэнергии посредством солнечных электростанций стимулирует развитие систем мониторинга технического состояния солнечных электростанций, а также способов автоматизации поиска неисправных солнечных панелей и фактов аномального их функционирования.

Существуют облачные системы мониторинга, используемые для этой цели (<https://www.solarfeeds.com/mag/solar-monitoring-systems-in-the-world/>; <https://www.sunsniffer.de/en/solution/what-is-sunsniffer>), которые позволяют собирать данные телеметрии при оснащении солнечных электростанций соответствующим оборудованием и средствами связи. С помощью этих систем можно анализировать работу солнечной электростанции в целом и отдельных солнечных панелей в частности посредством статистических отчетов и графиков, предоставляемых через веб-интерфейс. Как правило, системы мониторинга сохраняют результаты измерения напряжения, температуры, силы тока и освещенности каждой панели электростанции. Однако обнаружение аномалий в работе отдельных солнечных панелей и их классификация зависят от квалификации пользователя системы мониторинга, а также от наличия функций по обнаружению аномалий и неисправных панелей в используемой системе.

Для решения задачи поиска аномалий в работе солнечных панелей с помощью данных телеметрии применяют сравнение результатов моделирования солнечных панелей с измеренными данными [1–3]. Альтернативным решением являются методики и алгоритмы оценки так называемой точки максимальной мощности (МРР – комбинации силы тока и напряжения панели, при которых съем энергии является оптимальным) для солнечных панелей электростанции при определенных условиях [4–6]. Однако зачастую такие способы поиска аномалий в работе электростанции требуют установки дополнительного оборудования для получения информации, необходимой для правильного применения методик и алгоритмов, либо не учитывают того факта, что на точку максимальной мощности, выбранную инвертором, оказала влияние одна дефектная панель цепочки, подключенной к нему.

Недостатки методик моделирования работоспособности солнечных панелей попытались нивелировать авторы [7, 8]. Результаты работы цифрового двойника позволяют использовать расчетные значения мощности МРР и вольт-амперные характеристики для каждой солнечной панели в отдельности. Цель исследований автора – разработка методики и программного средства обнаружения аномалий в работе солнечных панелей по результатам телеметрии (полученной с использованием цифрового двойника исследуемой электростанции) на основании мощности МРР для каждой солнечной панели с учетом изменения от месяца к месяцу.

Методика проведения эксперимента

Информация об исследуемой солнечной электростанции: называется Südstadt-Forum, располагается в Нюрнберге, Германия. В состав установки входят три инвертора (модели SUN2000-20KTL, Sinvert PVM17 и Sinvert PVM20) с 16 цепочками солнечных панелей (287 шт.), подключенных к ним. Каждая цепочка состоит из 18 фотоэлектрических монокристаллических модулей M190 (STORM Energy GmbH, Германия). Все солнечные панели оснащены датчиками, которые осуществляют измерение напряжения на их разъемах и температуры внутри корпуса каждой панели, а также передают результаты измерений по силовым проводам на устройства сбора данных. В свою очередь, устройство сбора данных осуществляет измерение силы тока в цепочке солнечных панелей и отправляет результаты изменений на сервер.

Платформа цифрового двойника предоставляет API [9], который принимает данные мониторинга за определенный период и возвращает параметры физико-математической модели для всех солнечных панелей. Входные данные для API включают в себя следующие характеристики: напряжение U , силу тока I , температуру в корпусе солнечной панели T , уровень освещенности G , временную метку t . Интервал фиксации перечисленных параметров – 2 мин. Набор данных для исследования был собран с помощью телеметрии с июня 2019 г. по ноябрь 2019-го включительно. В расчетах использовались только те точки данных, которые удовлетворяли условиям: уровень освещенности $G > 300 \text{ Вт}\cdot\text{ч}/\text{м}^2$; сила тока в цепочке $I > 2 \text{ А}$; напряжение модуля $U > 10 \text{ В}$.

Результат работы цифрового двойника API включает следующие параметры, определенные в смоделированных стандартных условиях испытаний (STC) для каждой солнечной панели электростанции: выходную мощность в точке MPP P_{MPP} ; напряжение U_{MPP} и силу тока I_{MPP} в точке MPP; последовательное и параллельное электрическое сопротивление; ток короткого замыкания; напряжение холостого хода. Для реализации и проверки предложенных методов использовалась программная платформа Node.js вместе с распараллеливанием `async/await` для ускорения вычислений с большим количеством солнечных панелей.

Исходные точки данных, полученных в результате расчета цифровым двойником, имели следующие особенности: мощность в MPP для STC (температура окружающей среды $24 \text{ }^\circ\text{C}$, уровень освещенности $1000 \text{ Вт}\cdot\text{ч}/\text{м}^2$), идентификатор модуля, календарный месяц. При анализе данных использовали нормализованные значения мощностей в MPP P_N для всех солнечных панелей, которые рассчитывались по формуле

$$P_N = \frac{P_{\text{MPP}} - P_m}{P_m} \cdot 100 \%, \quad (1)$$

где P_m – глобальное медианное значение мощности, вычисляется как среднее значение по всем медианам строк:

$$P_m = \frac{\sum_{i=1}^n P_s}{n}; \quad (2)$$

P_s – медианное значение мощности P_{MPP} для отдельной цепочки последовательно подключенных солнечных панелей; n – количество цепочек в электростанции.

Дисперсию данных рассчитывали как для уровня цепочки, так и для панельного уровня по формуле

$$S^2 = \frac{\sum (X - M)^2}{N - 1}, \quad (3)$$

где S^2 – дисперсия выборки; X – значение в баллах; M – среднее значение выборки; N – количество баллов.

Результаты расчета нормализованных значений мощностей в MPP P_N для всех солнечных панелей в предыдущем месяце сравнивали с аналогичными результатами расчета для текущего месяца. Если отличия в значениях P_N для конкретной солнечной панели (цепочки панелей) были больше порогового, то отмечали аномалии в их работе и осуществляли проверку на наличие дефектов. Разработанная методика поиска динамических аномалий включала два уровня: цепочки панелей и единичные солнечные панели. В качестве пороговых использовали значения 5 и 10 %.

Такая методика оценки наличия аномалий в работе солнечной электростанции помогает выявить динамические (месяц к месяцу) изменения, которые могут быть пропущены при других методиках анализа, не учитывающих изменение параметров от месяца к месяцу. Например, могут быть обнаружены некоторые проблемы в случае регулярной чистки модуля. При анализе найденных с использованием разработанной методики аномалий и дефектов для сравнения были использованы следующие методики.

1. Методология анализа наблюдения и оценки напряжения и тока [10] позволяет распознать тип дефекта по специальным расчетным параметрам: R_U , R_I – индикаторы напряжения и силы тока солнечной панели; U_M , I_M – выходное напряжение и ток в точке максимальной мощности солнечной панели в безотказном режиме работы; R_{UM} , R_{IM} – индикаторы напряжения и силы тока солнечной панели в безотказном режиме работы; R_{US} – индикатор напряжения при наличии короткозамкнутой солнечной панели в одной из цепочек; R_{IO} – индикатор наличия в цепочке солнечных панелей неисправности обрыва цепи; T_{IO} – порог обнаружения неисправности разомкнутой цепи; T_{US} – порог короткого замыкания, свидетельствует о наличии одной или нескольких короткозамкнутых солнечных панелей в цепочке; T_{IP} – порог ошибок частичного затенения; R_{UP} , R_{IP} – индикаторы напряжения и силы тока частичных замыканий; ε – допустимый коэффициент смещения при обнаружении неисправности, влияет на чувствительность алгоритма расчетов. Перечисленные параметры необходимы для классификации дефектов.

Методика позволяет группировать солнечные панели по типам дефектов: обрыв цепи, короткое замыкание, частичное затенение, деградационная неисправность и т. д. В качестве исходных данных для расчета перечисленных параметров были использованы значения P_{MPP} , U_{MPP} , U_{OC} , I_{SC} , K_i солнечных панелей, полученные из цифрового двойника DT API [9], и данные телеметрии конкретных точек (G и T). Рассчитанные таким образом характеристики необходимы для реализации алгоритма классификации дефектов. Он группирует дефекты по нескольким типам: обрыв цепи, короткое замыкание, частичное затенение и т. д. Описание алгоритма и применение параметров изложены в [10].

2. Мониторинг с помощью методики поиска аномалий в данных телеметрии солнечной электростанции на основе анализа нормализованных значений мощности [11].

3. Анализ кривых напряжения и силы тока в зависимости от времени для солнечных панелей с обнаруженными по новой методике аномалиями, визуальный осмотр панелей, а также оценка их общей выработки энергии.

Результаты исследований и их обсуждение

Методика поиска динамических аномалий нацелена на поиск аномалий в работе солнечных панелей, зависящих от времени. Это помогает идентифицировать и исследовать некоторые процессы, непостоянные по своей природе, и, в частности, оценить качество очистки солнечной панели. При анализе на уровне цепочек использовали два пороговых значения – 10 и 5 %. Порог 10 % не дает результата обнаружения (цепочки с аномалиями не обнаружены). Порог 5 % позволил обнаружить две аномалии одной и той же цепочки панелей: июль – август, цепочка String 1.1 показывает падение производительности на 8,4 %; август – сентябрь, цепочка String 1.1 показывает прирост производительности на 7,9 %. При анализе на уровне солнечной панели были использованы пороговые значения 5 и 10 %. Результаты применения методики с пороговым значением 10 % представлены в табл. 1.

Методика позволила выявить 16 аномалий в работе 15-ти солнечных панелей. Установлено, что большинство зарегистрированных аномалий были в периоды июль – август, сентябрь – октябрь и октябрь – ноябрь. Это указывает на частичное затенение панелей солнечной электростанции, а также может быть вызвано изменением температуры окружающей среды.

При использовании порогового значения 5 % было обнаружено 125 аномалий, что слишком много для прямого анализа. Однако нанесение на график количества обнаруженных на солнечных панелях аномалий (рис. 1) позволило выявить три панели (Module 1,6_10; Module 1,7_7; Module 1,9_1), у которых производительность от месяца к месяцу менялась три и более раз.

В целом для анализа на уровне цепочек панелей дисперсия полученных данных, рассчитанная по формуле (3), составляет 1,43 %, на уровне панели – 2,08 %. На рис. 2 отражены временные ряды напряжения U солнечной панели с номером Module 1.6_9 в сравнении с исправной панелью с номером Module 1,6_5 за 4 октября 2019 г.

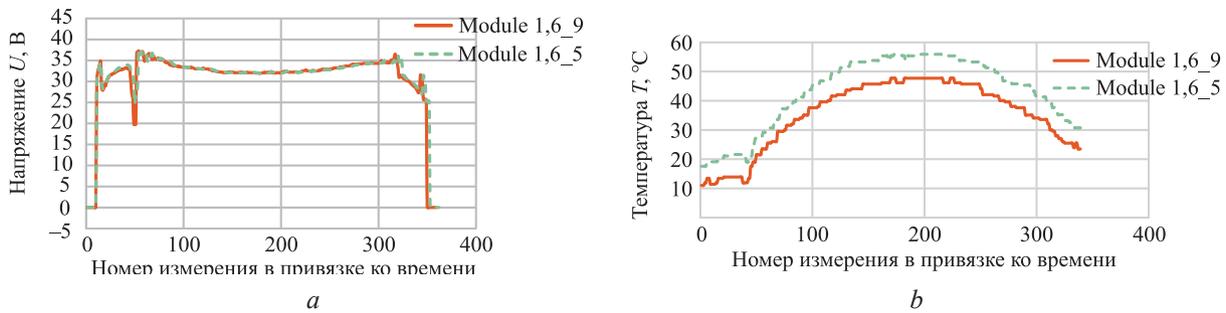


Рис. 2. Временные ряды напряжения (а) и температуры (b) в корпусе солнечных панелей с номерами Module 1,6_9 и Module 1,6_5 за 4 октября 2019 г.

Fig. 2. Time series voltage (a) temperature (b) in the case of solar panels with numbers Module 1,6_9 and Module 1,6_5 for October 4, 2019

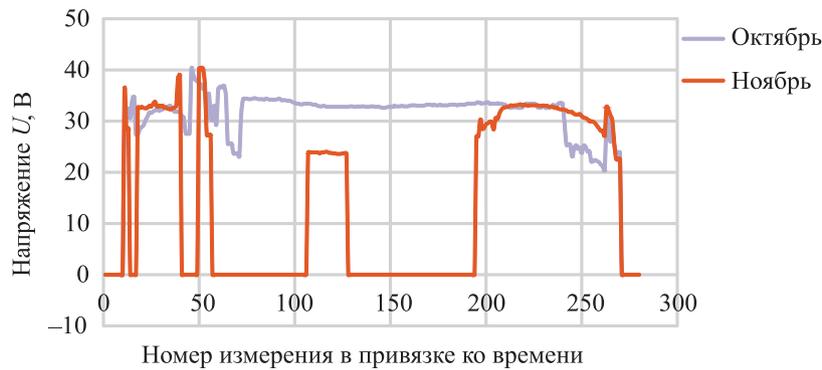


Рис. 3. Временные ряды напряжения солнечной панели с номером Module 1,11_15 в солнечные дни 4 октября и 23 ноября 2019 г.

Fig. 3. Time series voltage solar panels with numbers Module 1,11_15 on sunny days for October 4 and November 23, 2019

Разработанная методика поиска динамических аномалий подходит для обнаружения проблем в работе солнечных панелей, связанных со временем (например, некоторые из панелей имеют более низкую производительность в течение или после определенного месяца). Обнаружение аномалий с помощью этой методики существенно зависит от выбранного порогового значения. Сравним результаты, полученные с помощью разработанной методики поиска динамических аномалий и с помощью методологии наблюдения и оценки напряжения и силы тока [10]. Использование методологии наблюдения и оценки напряжения и силы тока при стандартном значении $\varepsilon = 2\%$, рекомендуемом в [10], не позволяет обнаружить какие-либо аномалии, как и при $\varepsilon = 5,5\%$. Методология показывает, что никаких дефектов или аномалий в солнечных панелях электростанции нет. При большем значении коэффициента ε увеличивается чувствительность алгоритма и получаются следующие результаты: при $\varepsilon = 5,8\%$ обнаружено 44 дефекта, при $\varepsilon = 6\%$ – 312, при $\varepsilon = 6,5\%$ – 1147, при $\varepsilon = 7\%$ – 1387, при $\varepsilon = 10\%$ – 1714 дефектов. Согласно [10], все обнаруженные дефекты относятся к типу «деградационная неисправность» (деградация какого-либо электрического параметра). В результате применения методологии наблюдения и оценки напряжения и силы тока с $\varepsilon = 5,8\%$ дефекты обнаружены у солнечных панелей с номерами:

- в июле 2019 г.: Module 1,10_1; Module 1,10_15; Module 1,11_12; Module 1,7_7;
- в августе 2019 г.: Module 1,4_13; Module 1,11_12; Module 1,11_15; Module 1,12_2; Module 1,2_14; Module 1,3_7; Module 1,5_13; Module 1,5_14; Module 1,5_2; Module 1,5_3; Module 1,6_1; Module 1,6_18; Module 1,6_2; Module 1,6_3; Module 1,9_12; Module 1,9_13; Module 2,1_1; Module 2,4_14;
- в сентябре 2019 г.: Module 1,4_17; Module 1,10_18; Module 1,10_6; Module 1,10_8; Module 1,3_14; Module 1,3_15; Module 1,3_7; Module 1,5_7; Module 2,1_1; Module 2,1_5; Module 2,2_13;
- в октябре 2019 г.: Module 1,4_3; Module 1,10_6; Module 1,10_8; Module 1,5_10; Module 1,5_12; Module 1,5_15; Module 1,9_12; Module 1,9_13; Module 2,2_13; Module 2,2_2; Module 2,4_9.

Обнаружено 36 (четыре из них найдены с помощью методики динамического поиска: Module 1,4_13; Module 1,4_17; Module 1,5_14; Module 1,11_15) дефектных солнечных панелей.

Из них восемь имеют аномалии более чем в одном месяце. Однако месяцы обнаружения аномалий в работе солнечных панелей с номерами Module 1,4_13; Module 1,4_17; Module 1,5_14 и Module 1,11_15 для методики поиска динамических аномалий и методологии наблюдения и оценки напряжения и силы тока отличаются. Следует отметить, что:

– методика не имеет стабильного результата: в один месяц панель показывает наличие деградационной неисправности, в другой – не показывает. Это обстоятельство усложняет интерпретацию результатов при применении методики;

– солнечные панели, аномалии в работе которых обнаружены и подтверждены при использовании методики поиска динамических аномалий (табл. 1, рис. 1, 2) и результатов исследования [11], в основном не попали в результаты анализа как дефектные.

На основании проведенных исследований разработали программное средство, алгоритм работы которого представлен на рис. 4. Входными данными являлись JSON-объекты от API цифрового двойника, а выходными – результаты расчета нормализованных значений мощностей в MPP для каждой солнечной панели; уровень отклонения P_N солнечной панели от порогового значения в процентах; список номеров солнечных панелей, в работе которых обнаружены аномалии; критерии найденных аномалий в виде файла в формате .csv.

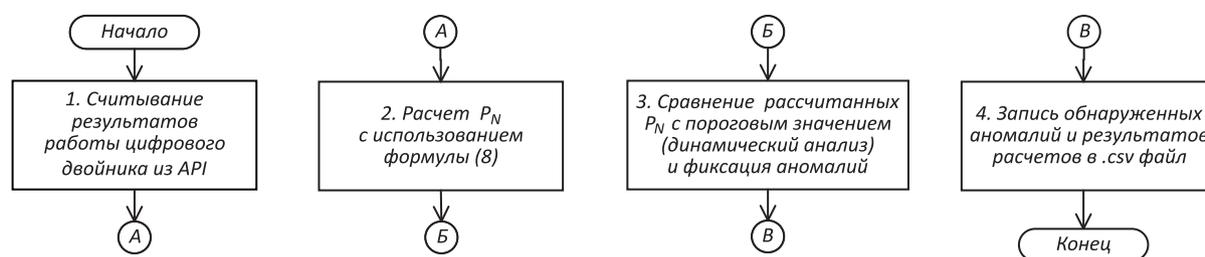


Рис. 4. Блок-схема алгоритма программного обеспечения для поиска аномалий в работе солнечных панелей

Fig. 4. Block diagram of the software algorithm for detecting anomalies in the operation of solar panels

Следует отметить, что разработанные методика и алгоритм применялись к тому же набору данных телеметрии, что и в [11]. Однако аномальная работа солнечных панелей, отмеченных в [11] (это солнечные панели с номерами Module 2,3_10; Module 1,11_1; Module 1,4_3; Module 1,4_1; Module 1,4_8; Module 1,4_1), не была обнаружена в текущем исследовании. И наоборот, текущее исследование позволило выявить солнечные панели (Module 1,1_3; Module 1,1_13; Module 1,1_14; Module 1_4_9; Module 1_4_13; Module 1_4_17; Module 1,5_14; Module 1,6_9; Module 1,7_8; Module 1,8_15; Module 1,10_7), которые не обнаружили при использовании методики и алгоритма, приведенных в [11]. Это связано с тем, что солнечные панели, отмеченные в [11], демонстрируют стабильное поведение, т. е. имеют незначительные изменения P_N от месяца к месяцу.

Заключение

1. Установлено, что на основании нормализованных значений мощностей в точке максимальной мощности P_N для всех панелей солнечной электростанции возможно обнаружение аномальной работы отдельных панелей с использованием методики и алгоритма поиска динамических аномалий. В случае применения в разработанной методике порогового значения 10 % в результатах поиска отсутствуют ложные срабатывания: детальный анализ обнаруженных солнечных панелей действительно показал их аномальную работу.

2. Предлагаемая методика поиска динамических аномалий дополняет методику, представленную в [11], и наоборот, методика [11] дополняет разработанную. Это говорит о целесообразности их одновременного использования при мониторинге состояния солнечных электростанций.

Список литературы

1. Dorin, P. Modelling and Simulation of Photovoltaic Cells / P. Dorin, C. Farcas, I. Ciocan // ACTA Technica Napocensis. 2008. Vol. 49, No 1. P. 42–47.
2. Modeling and Simulation of Energy Recovery from a Photovoltaic Solar Cell / O. D. Adeniyi [et al.] // Nigerian Journal of Technological Research. 2016. Vol. 11. P. 26–31.
3. MATLAB/Simulink Based Modelling of Solar Photovoltaic Cell / T. Salmi [et al.] // International Journal of Renewable Energy Research. 2012. Vol. 2, No 2. P. 213–218.

4. Tina, G. Monitoring and Diagnostics of Photovoltaic Power Plants / G. Tina, F. Cosentino, C. Ventura // *Renewable Energy in the Service of Mankind*. 2016. Vol. 2. P. 505–516.
5. Ibbini, M. Analysis and Design of a Maximum Power Point Tracker for a Stand-Alone Photo Voltaic System Using Simscape / M. Ibbini, A. Adawi // *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 2019. Vol. 8, No 1. P. 54–57.
6. Flatness-Based Control for the Maximum Power Point Tracking in a Photovoltaic System / G.-A. Leopoldo [et al.] // *Energies*. 2019. Vol. 12. P. 1843–1862.
7. Virtual Laboratory for Testing of Solar Power Plants in Big Data Analysis / R. M. Asimov [et al.] // *Collection of Materials of the V International Scientific and Practical Conference “Big Data And Advanced Analytics”*. 2019. March 13–14. Minsk, BSUIR. P. 61–65.
8. Digital Twin for PV Module Fault Detection / S. Valevich [et al.] // *Journal of Engineering Science*. 2020. Vol. XXVII, No 4. P. 80–87.
9. Информационное обеспечение мониторинга технического состояния солнечных электростанций / С. В. Валеvич [и др.] // *Информационные технологии*. 2020. Т. 26, № 10. С. 594–601.
10. Tingting, Pei. A Fault Detection Method for Photovoltaic Systems Based on Voltage and Current Observation and Evaluation / Pei Tingting, Hao Xiaohong // *Energies*. 2019. Vol. 12, No 9. 1712 p.
11. Методика и программное средство поиска аномалий в данных телеметрии солнечной электростанции / С. В. Валеvич [и др.] // *Информатика*. 2023. Т. 20, № 2. С. 96–110.

References

1. Dorin P., Farcas C., Ciocan I. (2008) Modelling and Simulation of Photovoltaic Cells. *ACTA Technica Napocensis*. 49 (1), 42–47.
2. Adeniyi O. D., Ali D. A., Olutoye M. A., Adeniyi M. I., Azeez O. S., Otaru A. J., Eniafe B. O. (2016) Modeling and Simulation of Energy Recovery from a Photovoltaic Solar Cell. *Nigerian Journal of Technological Research*. 11, 26–31.
3. Salmi T., Bouzguenda M., Gastli A., Masmoudi A. (2012) MATLAB/Simulink Based Modelling of Solar Photovoltaic Cell. *International Journal of Renewable Energy Research*. 2 (2), 213–218.
4. Tina G., Cosentino F., Ventura C. (2016) Monitoring and Diagnostics of Photovoltaic Power Plants. *Renewable Energy in the Service of Mankind*. 2, 505–516.
5. Ibbini M., Adawi A. (2019) Analysis and Design of a Maximum Power Point Tracker for a Stand-Alone Photo Voltaic System Using Simscape. *International Journal of Advanced Trends in Computer Science and Engineering*. 8 (1), 54–57.
6. Leopoldo G.-A., Belem S., Otniel P.-R., Juan C. Á.-V., Pánfilo R. M.-R., Rigoberto M.-M. (2019) Flatness-Based Control for the Maximum Power Point Tracking in a Photovoltaic System. *Energies*. 12, 1843–1862.
7. Asimov R. M., Valevich S. V., Kruse I., Asipovich V. S. (2019) Virtual Laboratory for Testing of Solar Power Plants in Big Data Analysis. In *Collection of Materials of the V International Scientific and Practical Conference “Big Data And Advanced Analytics”*. March 13–14. Minsk, Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics. 61–65.
8. Valevich S., Asimov R., Kruse I., Asipovich V. (2020) Digital Twin For PV Module Fault Detection. *Journal of Engineering Science*. XXVII (4), 80–87.
9. Valevich S. V., Kruse I., Asimov R. M., Asipovich V. S. (2020) Information Support for Monitoring of Solar Power Station’s Technical State. *Information Technologies*. 26 (10), 594–601 (in Russian).
10. Pei Tingting, Hao Xiaohong (2019) A Fault Detection Method for Photovoltaic Systems Based on Voltage and Current Observation and Evaluation. *Energies*. 12 (9), 1712.
11. Valevich S. V., Dzik C. S., Pilecki I. I., Kruse I., Asimov R. M., Asipovich V. S. (2023) Methods and Programs for Searching for Anomalies in the Telemetry Data of a Solar Power Plant. *Informatics*. 20 (2), 96–110 (in Russian).

Сведения об авторе

Дик К. С., асп. каф. информатики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники

Адрес для корреспонденции

220018, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Якубовского, 15/1, кв. 358
Тел.: +375 29 625-10-56
E-mail: kanstantind@gmail.com
Дик Константин Сергеевич

Information about the author

Dzik K. S., Postgraduate at the Department of Informatics of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics

Address for correspondence

220018, Republic of Belarus,
Minsk, Yakubovskogo St., 15-1-358
Tel.: +375 29 625-10-56
E-mail: kanstantind@gmail.com
Dzik Kanstantin Sergeevich