
ДОКЛАДЫ БГУИР

Выходит два раза в квартал

Научный журнал издается с января 2003 года

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

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

Главный редактор

Вадим Анатольевич Богуш

Ректор Белорусского государственного университета
информатики и радиоэлектроники, Минск, Беларусь

Редакционная коллегия:

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

Редакционный совет:

И.И. Абрамов, В.Е. Агабеков, И.С. Азаров, В.В. Баранов, А.И. Белоус,
И.В. Боднар, С.В. Бордусов, С.В. Гапоненко, Н.В. Гапоненко, В.В. Голенков,
В.Ф. Голиков, Л.И. Гурский, А.П. Достанко, В.А. Емельянов, А.А. Иванов,
В.М. Колешко, Ф.Ф. Комаров, Ф.П. Коршунов, В.А. Куренев,
В.И. Курмашев, Н.И. Листопад, В.Е. Матюшков, Ф.И. Пантелеенко,
В.А. Пилипенко, С.Л. Прищеп, А.М. Русецкий, Н.К. Толочко, А.А. Хмыль
В.Ю. Цветков, В.В. Цегельник, Г.П. Яблонский, В.Н. Ярмолик

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

Телефон редакции: +375-17-293-88-41

Web-сайт: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

СОДЕРЖАНИЕ

ЭЛЕКТРОНИКА, РАДИОФИЗИКА, РАДИОТЕХНИКА, ИНФОРМАТИКА

| | |
|---|----|
| Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Эффекты рассеяния электронов в гексагональном нитриде бора..... | 5 |
| Данилюк А.Л., Кухарев А.В., Зайцев В.А., Прищеп С.Л. Косвенное обменное взаимодействие в углеродных нанотрубках..... | 13 |
| Щербина Н.В. Анализ различий между группами машинистов локомотивных бригад с разной степенью способности к произвольной регуляции их функционального состояния | 21 |

| | |
|--|----|
| Легкоступ В.В., Маркевич В.Е., Шабан С.А. Методика получения закона управления с использованием синергетического подхода для задачи наведения летательного аппарата вдоль гиперболы | 30 |
| Кураев А.А., Матвеев В.В. Перестраиваемый сферотрон сантиметрового диапазона | 39 |
| Ваткин М.Е., Воробей Д.А., Яковлев М.В., Кривова М.Г. Вложенное преобразование с сохранением семантики исходных данных | 46 |
| Тузлуков В.П. Аппроксимация пропускной способности для систем с множеством передающих и приемных антенн..... | 53 |
| Герман О.В., Герман Ю.О., Кузнецов М.В. Оценка приоритетов управлений на основе матрицы парных сравнений | 62 |
| Садовский И.С., Бобков Ю.Ю., Малевич И.Ю. Проектный облик мобильной РЛС метрового диапазона с повышенной функциональностью..... | 71 |
| Василевич В.П., Збышинская М.Е. Зарядно-разрядные характеристики аккумуляторно-емкостного накопителя электроэнергии в составе автономной фотоэлектрической системы... | 78 |
| Зеневич А.О., Новиков Е.В., Матковская Т.А., Лагутик А.А. Способ обеспечения информационной безопасности объектовой волоконно-оптической системы передачи данных..... | 86 |
| Aksenychuk A.V., Kirynovich I.F. Simulation of High-Power Klystrons with Heterogeneous Focusing Magnetic Field..... | 94 |

Ответственный секретарь редакции Т. В. Мироненко

Корректор Л. В. Кондакова

Специалист по компьютерному дизайну и верстке А. Д. Гурбо

Подписано в печать 24.03.2022. Формат 60×84 ¼. Бумага офсетная. Отпечатано на ризографе.

Усл. печ. л. 11,86. Уч.-изд. л. 10,1. Тираж 100 экз. Заказ 35.

Индекс для индивидуальной подписки 00787.

Индекс для ведомственной подписки 007872.

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

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

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

DOKLADY BGUIR

Published twice quarterly

The journal is being published since January, 2003

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

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

Chief Editor

Vadim Anatol'evich Bogush

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

Editor office address: P. Brovka St., 6, off. 326,
Minsk, 220013, Republic of Belarus

Editor office phone number: +375-17-293-88-41

Web-site: www.doklady.bsuir.by; e-mail: doklady@bsuir.by

CONTENTS

ELECTRONICS, RADIOPHYSICS, RADIOENGINEERING, INFORMATICS

| | |
|---|----|
| Muravyov V.V., Mishchenka V.N. Effects of Electron Scattering in Boron Hexagonal Nitride | 5 |
| Danilyuk A.L., Kukharev A.V., Zaitsau U.A., Prischepa S.L. Indirect Exchange Coupling in Carbon Nanotubes..... | 13 |
| Shcherbina N.V. Analysis of Differences Between Groups of Locomotive Crew Drivers with Different Degrees of Ability To Arbitrarily Regulate their Functional State | 21 |
| Legkostup V.V., Markevich V.E., Shaban S.A. Method of Obtaining a Control Low Using a Synergetic Approach for the Problem of Aircraft Guidance Along a Hyperbola | 30 |
| Kurayev A.A., Matveyenka V.V. Spherotron Tuning in the Centimeter Range..... | 39 |
| Vatkin M.E., Vorobey D.A., Yakovlev M.V., Krivova M.G. Embedding with Preservation of Semantics of the Original Data..... | 46 |
| Tuzlukov V.P. Approximation of Capacity in MIMO Systems | 53 |
| German O.V., German Ju. O., Kuznetsov M.V. Evaluation of Control Priorities Based on a Matrix of Paired Comparisons | 62 |
| Sadovskiy I.S., Bobkov Y.Y., Malevich I.Y. Prototype of Mobile Meter Waveband Radar with Improved Functionality..... | 71 |
| Vasilevich V.P., Zbysinskaya M.Y. Charging and Discharging Characteristics of a Battery-Capacitive Energy Storage Device for Stand-Alone Photovoltaic System..... | 78 |

| | |
|---|----|
| Zenevich A.O., Novikov E.V., Matkovskaia T.A., Lagutik A.A. Method for Ensuring Information Security of Object Fiber-Optical Data Transmission System..... | 86 |
| Aksenchyk A.V., Kirynovich I.F. Simulation of High-Power Klystrons with Heterogeneous Focusing Magnetic Field..... | 94 |



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-5-12>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.794.61

ЭФФЕКТЫ РАССЕЯНИЯ ЭЛЕКТРОНОВ В ГЕКСОГОНАЛЬНОМ НИТРИДЕ БОРА

В.В. МУРАВЬЁВ, В.Н. МИЩЕНКО

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

Поступила в редакцию 30 июня 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Выполнено исследование эффектов рассеяния электронов в объемном гексагональном нитриде бора (h-BN). В настоящее время материал h-BN, совместно с графеном, считается одним из наиболее перспективных материалов для формирования новых полупроводниковых приборов с хорошими характеристиками для диапазонов СВЧ и КВЧ. Рассмотрены основные электрофизические параметры и характеристики h-BN. Для исследования свойств этого материала использована трехдолинная К-М-Г зонная структура. Отмечено, что долина К характеризуется наименьшим энергетическим зазором между зоной проводимости и валентной зоной. Выполнен расчет величин эффективных масс электронов и коэффициентов непараболичности для долин К, М и Г. Представлены формулы, которые позволяют выполнить моделирование основных интенсивностей рассеяния электронов в h-BN. Рассмотрены и проанализированы полученные интенсивности рассеяния электронов в зависимости от энергии и температуры. Опираясь на полученные характеристики, становится возможной реализация статистического многочастичного метода Монте – Карло для определения характеристик переноса электронов в гетероструктурных полупроводниковых приборах, содержащих слои h-BN.

Ключевые слова: гексагональный нитрид бора, полупроводниковая структура, интенсивность рассеяния, графен, метод Монте – Карло.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Эффекты рассеяния электронов в гексагональном нитриде бора. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 5-12.

EFFECTS OF ELECTRON SCATTERING IN BORON HEXOGONAL NITRIDE

VALENTIN V. MURAVYOV, VALERY N. MISHCHENKA

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

Submitted 30 June 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Investigation the effects of electron scattering in boron hexagonal nitride (h-BN) was performed. At present, material h-BN, together with graphene, is considered to be one of the most promising materials for the formation of new semiconductor devices with good characteristics for the ranges of ultrahigh and extreme high frequency bands. The main electrophysical parameters and characteristics of h-BN was considered. For this material the three valley K-M-Г band structure has been used. It is noted that the K valley has the smallest energy gap between the conductivity zone and the valence zone. Calculation of relative electron masses and parabolicity coefficients in K, M and G valleys was performed. Formulas that allow to model the main electron scattering intensities in h-BN were presented. The obtained electron scattering intensities as a function of energy and temperature were considered and analyzed. Based on the obtained characteristics, it was possible to implement a statistical multi-particle Monte Carlo method to determine the characteristics of electron transfer in the heterostructure of a semiconductor devices containing layers of hexagonal boron nitride.

Keywords: hexagonal boron nitride, semiconductor structure, scattering intensity, graphene, Monte Carlo method.

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

For citation. Muravyov V.V., Mishchenka V.N. Effects of Electron Scattering in Boron Hexagonal Nitride. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 5-12.

Введение

Разработан ряд гетероструктурных полупроводниковых приборов, которые содержат слои графена, размещенные на подложке из объемного материала h-BN [1–3]. Использование h-BN в качестве подложки для графена, привлекает рядом положительных свойств: близкая к графену структура кристаллической решетки, низкая шероховатость поверхности, большой зазор между долинами зоны проводимости и валентной зоны, относительно большие значения энергий оптических фононов. Отмеченные выше достоинства h-BN позволяют надеяться на создание новых конструкций полупроводниковых приборов диапазонов СВЧ и КВЧ с улучшенными характеристиками. Однако для разработки новых конструкций приборов и изучения их работы необходим детальный анализ зонной структуры и основных электрофизических параметров используемых материалов. В полупроводниковых приборах применение метода Монте – Карло для анализа процессов дрейфа носителей заряда, как в продольном, так и в поперечном направлениях, позволяет учесть все их механизмы рассеяния и получить зависимости распределения для стационарных и нестационарных процессов [4–7]. Целью данной статьи является исследование основных механизмов рассеяния электронов в объемном материале h-BN при изменении энергии электронов и температуры. Был разработан вычислительный алгоритм, составлена и отлажена программа моделирования с целью внедрения полученных результатов в процедуры, связанные с использованием метода Монте – Карло.

Основные электрофизические параметры и характеристики h-BN

Известно, что результаты моделирования приборных полупроводниковых структур с использованием метода Монте – Карло определяются значениями электрофизических параметров материала и параметрами зоны проводимости [4–7]. Исследование электронных

структур, построенных с использованием h-BN, было выполнено рядом авторов в [8–10]. Кристаллическая структура анизотропных модификаций и нормальные решеточные колебания нитрида бора рассмотрены в [11]. Так, в [8] был получен ряд электрофизических параметров этого материала с использованием в рамках теории функционала электронной плотности (DFT) обменно-корреляционных функционалов PBE (Perdew-Burke-Ernzerhof), LDA (приближение локальной плотности) и гибридного HSE06. Распространено использование простого функционала LDA, в котором принято, что этот функционал, вычисляемый для некоторой точки пространства, зависит только от плотности заряда в этой точке. Для расчетов сложных физических задач необходимо применение, по-видимому, более уточненной обменной модели PBE. В [9, 10] моделирование h-BN было выполнено на основе подхода Ab-initio (из первых принципов) с использованием программных комплексов Quantum Espresso [12] и Atomistik Toolkit (Synopsys QuantumWise A/S; available at <http://www.quantumwise.com>) соответственно при параметризации PBE и обобщенной градиентной аппроксимации вида GGA. Однако в представленных исследованиях были получены данные только для долин К и Г зоны проводимости, отсутствует информация о долине М в зоне проводимости и о ряде других параметров материала h-BN, которые необходимы для реализации процедуры моделирования электронных свойств с использованием метода Монте – Карло.

Для изучения свойств и характеристик материала h-BN был использован программный комплекс Quantum Espresso [12] при параметризации PBE. С использованием этого программного комплекса было выполнено моделирование и получены данные для построения зонной структуры материала h-BN, которая показана на рис. 1.

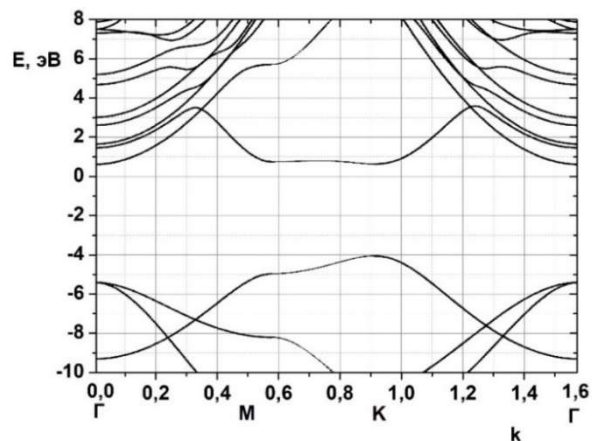


Рис. 1. Зонная структура для гексагонального нитрида бора
Fig. 1. Band structure of hexagonal boron nitride

Представленные на рис. 1 зависимости хорошо соответствуют данным, полученным в [8]. Из анализа этого рисунка, где приведены зависимости значений энергии E (эВ) от нормированной величины волнового вектора k , видно, что для гексагонального нитрида бора характерна трехдолинная К-М-Г зонная диаграмма. Долина К характеризуется наименьшим энергетическим зазором между зоной проводимости и валентной зоной. При моделировании электронных характеристик и параметров материала h-BN необходим анализ параметров всех трех долин К, М и Г. Для материала h-BN значения электрофизических параметров и параметров долин проводимости выбирались из данных, представленных в табл. 1.

Для расчета эффективной массы электронов долин К, М и Г материала h-BN использовалась формула из [13]:

$$m_e = \frac{m_0}{\left(1 + \frac{2 \cdot p_0^2}{m_0 \cdot E_g}\right)}, \quad (1)$$

где m_0 – масса электрона в свободном пространстве; E_g – энергетический зазор между зоной проводимости и валентной зоной для долины, для которой производится расчет эффективной

массы электронов; параметр $p_0 \approx \frac{h}{a_0}$, где $h = 2 \cdot \pi \cdot \hbar$ – постоянная Планка, a_0 – постоянная решетки, величина которой для материала h-BN принималась равной 2,50 Å [14].

Определение величины коэффициентов непараболичности для долин К, М и Г производилось по формуле из [4, 5]:

$$\alpha = \frac{1}{E_g} \left(1 - \frac{m_e}{m_0} \right)^2. \quad (2)$$

Результаты расчетов относительной эффективной массы электронов и коэффициентов непараболичности в долинах К, М и Г, выполненных по формулам (1) и (2), и значения ряда других параметров, которые были приняты при моделировании, представлены в табл. 2. Величина параметра E_g определялась из данных, полученных при моделировании с использованием программного комплекса Quantum Espresso.

Таблица 1. Электрофизические параметры h-BN
Table 1. Electrophysical parameters h-BN

| Параметр, размерность / parameter, dimension | Величина / quantity |
|---|---------------------|
| Плотность, гр/см ³ | 2,2 [14] |
| Статическая диэлектрическая проницаемость | 5,06 [14] |
| Высокочастотная диэлектрическая проницаемость | 2,2 [14] |
| Скорость звука, 10 ⁶ см/с | 1,8464 [14] |
| Энергия оптических фононов, эВ | 0,102 [14, 15] |

Таблица 2. Значения параметров моделирования материала h-BN
Table 2. Values of material modeling parameters h-BN

| Параметр / parameter | Долина / valley | Величина / quantity |
|--|-----------------|---------------------|
| Акустический деформационный потенциал, эВ [9] | К | 3,66 |
| | Г | 3,66 |
| | М | 3,66 |
| Эффективная масса электрона | К | 0,8868 |
| | Г | 0,9096 |
| | М | 0,9051 |
| Коэффициент непараболичности, эВ ⁻¹ | К | 0,0241 |
| | Г | 0,015 |
| | М | 0,0198 |
| Величина параметра E_g , эВ | К | 4,692 |
| | Г | 6,024 |
| | М | 5,733 |

Определение интенсивностей рассеивания электронов в объемном материале h-BN

Наиболее важными механизмами рассеяния в полярных полупроводниковых соединениях являются рассеяние на полярных оптических фононах, на ионизированных примесях, акустическое рассеяние, а также междолинное рассеяние в сильном электрическом поле [4, 6, 7]. Для расчета интенсивностей (частот) рассеяния для материала h-BN были применены соотношения, представленные в [4, 6], с использованием электрофизических параметров (табл. 1, 2) и других данных, которые присущи материалу h-BN.

Для полярного оптического рассеяния его интенсивность определяется следующим выражением [4, 6]:

$$\lambda_0(k) = \frac{e \cdot \sqrt{m_e} \cdot \omega_0}{\sqrt{2} \cdot \hbar} \left(\frac{1}{\varepsilon_\infty} - \frac{1}{\varepsilon_0} \right) \frac{(1 + 2 \cdot \alpha \cdot E')}{\gamma^{1/2}(E)} F_0(E, E') \times \left\{ \begin{array}{l} N_0 - \text{поглощение} \\ (N_0 + 1) - \text{испускание} \end{array} \right\}, \quad (c^{-1}), \quad (3)$$

где e – заряд электрона,

$$N_0 = \left[\exp\left(\frac{\hbar \cdot \omega_0}{T \cdot k_B}\right) - 1 \right]^{-1},$$

$$\gamma(E) = E \cdot (1 + \alpha \cdot E),$$

$$F_0(E, E') = C^{-1} \cdot \left(A \cdot \ln \left| \frac{\gamma^{1/2}(E) + \gamma^{1/2}(E')}{\gamma^{1/2}(E) - \gamma^{1/2}(E')} \right| + B \right), \quad A = \left[2 \cdot (1 + \alpha \cdot E) \cdot (1 + \alpha \cdot E') + \alpha \cdot \{\gamma(E) + \gamma(E')\} \right]^2,$$

$$B = -2 \cdot \alpha \cdot \gamma^{1/2}(E) \cdot \gamma^{1/2}(E') \cdot \left[4 \cdot (1 + \alpha \cdot E) \cdot (1 + \alpha \cdot E') + \alpha \cdot \{\gamma(E) + \gamma(E')\} \right],$$

$$C = 4 \cdot (1 + 4 \cdot \alpha \cdot E) \cdot (1 + \alpha \cdot E') \cdot (1 + 2 \cdot \alpha \cdot E) \cdot (1 + 2 \cdot \alpha \cdot E').$$

В формуле (3) $E, \varepsilon В$ – энергия электронов, ω_0 – частота полярных оптических фононов, ε_∞ и ε_0 – соответственно высоко- и низкочастотная диэлектрические проницаемости, T – температура, К, k_B – постоянная Больцмана. Для процессов с испусканием полярного оптического фонона выражение (3) применимо только при условии $E' = E - \hbar \cdot \omega_0 > 0$.

В противном случае $E' = E - \hbar \cdot \omega_0 < 0$ и интенсивность рассеяния λ_0 равна нулю.

Для рассеяния на акустических фононах его интенсивность определяется выражением [4, 6]

$$\lambda_a(k) = \frac{(2 \cdot m_e)^{3/2} \cdot T \cdot k_B \cdot D_a^2}{2 \cdot \pi \cdot \rho \cdot s^2 \cdot \hbar^4} \cdot \gamma^{1/2}(E) \cdot (1 + 2 \cdot \alpha \cdot E) \cdot F_a(E), \quad (c^{-1}), \quad (4)$$

где $F_a(E) = \frac{(1 + \alpha \cdot E)^2 + 1/3 \cdot (\alpha \cdot E)^2}{(1 + 2 \cdot \alpha E)^2}$; ρ , г/см³ – плотность кристалла; D_a , эВ – акустический

деформационный потенциал, s – скорость звука, см/с.

Интенсивность рассеяния на ионизированных примесях определяется выражением [6]

$$\lambda_0(k) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot \pi \cdot e^4 \cdot m_e^{1/2} \cdot (1 + 2 \cdot \alpha \cdot E)}{\varepsilon_0^2 \cdot \beta^2 \cdot \hbar^2 \cdot [E \cdot (1 + \alpha \cdot E)]^{1/2}}, \quad (c^{-1}), \quad (5)$$

где параметр $\beta^2 = \frac{4 \cdot \pi \cdot n_i \cdot e^2}{\varepsilon_0 \cdot k_B \cdot T}$, n_i – концентрация ионизированной примеси.

Расчет интенсивностей рассеяния электронов в материале h-BN

Путем моделирования с использованием представленных выше выражений определены и исследованы интенсивности (частоты) рассеяния электронов в зависимости от энергии и температуры в материале h-BN. Полученные зависимости интенсивностей (частот) рассеяния электронов для материала h-BN и для долины К показаны ниже на рис. 2, 3.

На рис. 2 представлены результаты расчета интенсивностей рассеяния на полярных оптических фононах в h-BN при поглощении (рис. 2, а) и испускании (рис. 2, б) фононов в зависимости от энергии электронов. Кривые, обозначенные на рис. 1 цифрой 1, получены при величине температуры T , равной 300 К, а цифрой 2 – при величине T , равной 370 К. На рис. 2, б символом E_{th0} показано значение энергии оптических фононов.

Анализ этих кривых показывает, что с ростом энергии интенсивность рассеяния на полярных оптических фононах в случае с поглощением фононов монотонно уменьшается. С ростом температуры интенсивность рассеяния на полярных оптических фононах с поглощением фононов увеличивается. Изменение интенсивностей рассеяния на полярных оптических фононах при испускании фононов с ростом энергии и температуры носит сложный, немонотонный характер.

На рис. 3 показаны зависимости интенсивностей рассеяния на акустических фононах (рис. 3, а) и на ионизированных примесях (рис. 3, б) от энергии электронов. Кривые, обозначенные

на рис. 3 цифрами 1, получены при величине температуры T , равной 300 К, а кривые, обозначенные цифрой 2, соответствуют величине T , равной 370 К. Величина параметра n_i при моделировании принималась равной $1E+16$, а величина параметра ϵ_0 – равной 5,06. Как видно из этого рисунка, интенсивности рассеяния на акустических фоновых монотонано увеличиваются с увеличением энергии электронов и температуры. Интенсивность рассеяния на ионизированных примесях монотонано уменьшается с ростом энергии электронов, а с ростом температуры – увеличивается.

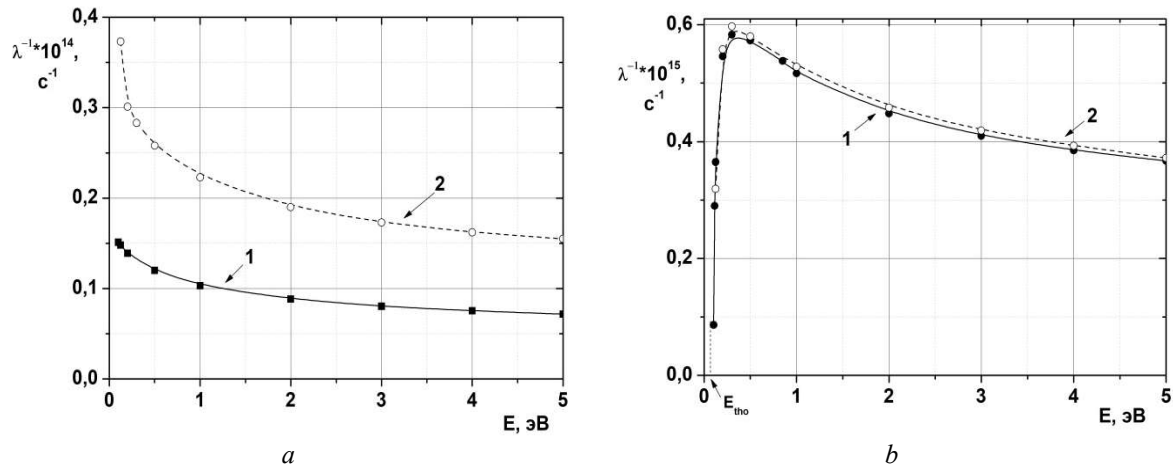


Рис. 2. Зависимости интенсивности рассеяния на полярных оптических фоновых при поглощении (а) и испускании (b) фононов от энергии электронов и температуры

Fig. 2. Dependence of scattering intensity on polar optical phonons during phonon absorption (a) and emission (b) from electron energy and temperature

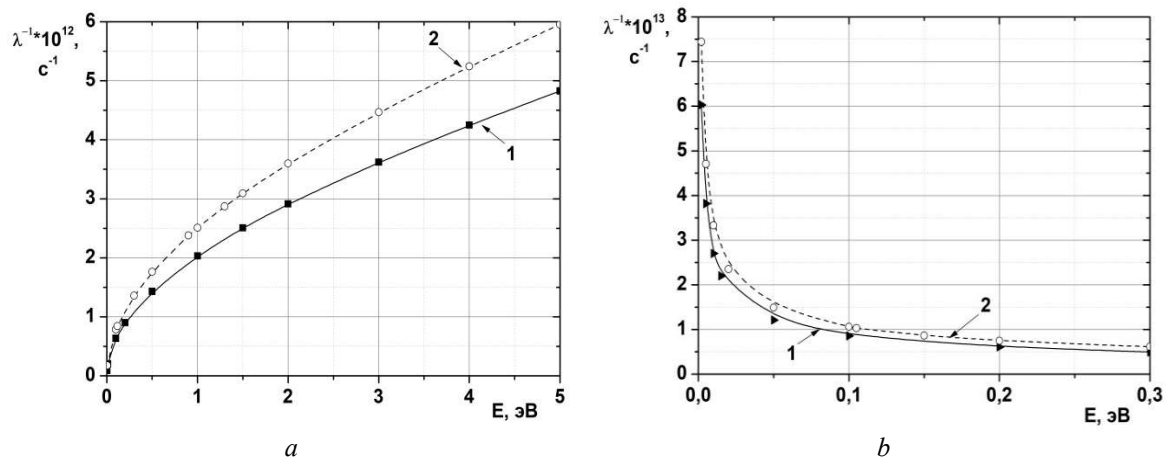


Рис. 3. Зависимости интенсивностей рассеяния на акустических фоновых (а) и на ионизированных примесях (b) от энергии электронов и температуры

Fig. 3. Dependences of scattering intensity on acoustic phonons (a) and on ionized impurities (b) from electron energy and temperature

Таким образом, выполнены исследования основных механизмов рассеяния электронов в объемном материале h-BN. На основе моделирования получены зависимости интенсивностей рассеяния электронов в материале h-BN от энергии электронов и температуры при рассеянии на полярных оптических фоновых, на ионизированных примесях и при акустическом рассеянии.

Заключение

Рассмотрены основные электрофизические параметры и характеристики материала h-BN, который характеризуется трехдолинной К-М-Г зонной структурой. Отмечено, что долина К характеризуется наименьшим энергетическим зазором между зоной проводимости и валентной зоной. Выполнен расчет величин эффективной массы электронов и коэффициентов непараболичности для долин К-М-Г зонной структуры. Получены основные зависимости

интенсивностей рассеяния электронов в материале h-BN на полярных оптических фононах, на акустических фононах и на ионизированных примесях. Это позволяет выполнить анализ основных механизмов рассеяния электронов в объемном материале h-BN. При моделировании установлено, что при низких значениях энергии преобладают рассеяния на ионизированных примесях и на оптических фононах. При увеличении величины энергии возрастает интенсивность рассеяния на акустических фононах. С ростом температуры, как правило, интенсивности отмеченных выше механизмов рассеяния увеличиваются.

Список литературы

1. Stolyarov M., Liu G., Shur M., Balandin A. *Suppression of I/f in near-ballistic h-BN-graphene-h-BN heterostructure field-effect transistors*. *Applied Physics Letters*. 2015;107:023106. DOI: 10.1063/1.4926872.
2. Lee K.H., Shin H.J., Lee J., Lee I.Y., Kim G.H., Choi J.Y., Kim S.W. Large-Scale Synthesis of High-Quality Hexagonal Boron Nitride Nanosheets for Large-Area Graphene Electronics. *NanoLetters*. 2012;12:714. DOI: 10.1021/nl203635v.
3. Свинцов Д.А., Вьюрков В.В., Лукичев В.Ф., Буренков А., Охснер Р. Туннельные полевые транзисторы на основе графена. *Физика и техника полупроводников*. 2013;47(2):244-250.
4. Fawcett W., Boardman D.A., Swain S. Monte Carlo determination of electron transport properties in gallium arsenide. *Journal of Physical Chemistry Solids*. 1970;31:1963-1990.
5. Хокни Р., Иствуд Дж. *Численное моделирование методом частиц*. Пер. с англ. Москва: Мир; 1987.
6. Шур М. *Современные приборы на основе арсенида галлия*. Пер. с англ. Москва: Мир; 1991.
7. Муравьев В.В., Мищенко В.Н. Определение интенсивностей рассеивания электронов в одиночном слое графена. *Доклады БГУИР*. 2017;6(108):128-129.
8. Drummond N.D., Zolyomi V., Fal'ko V.I. *Electronic Structure of Two-Dimensional Crystals of Hexagonal Boron Nitride. Quantum Monte Carlo in the Apuan Alps VIII (International workshop)*. TTI, Tuscany, Italy, Saturday 27th July – Saturday 3rd August 2013. <http://www.vallico.net/tti/master.html> (accessed 11 November 2019).
9. Bruzzone S., Fiori G. Ab-initio simulations of deformation potentials and electron mobility in chemically modified graphene and two-dimensional hexagonal boron-nitride. *Applied Physics Letters*. 2011;99:222108. DOI: 10.1063/1.3665183.
10. Zhenqiang Y., Hua G., Xiaoping Z. Theoretical Study on Carrier Mobility of Hydrogenated Graphene/Hexagonal Boron-Nitride Heterobilayer. *Nanoscale Research Letters*. 2018;13:376. DOI: 10.1186/s11671-018-2780-2.
11. Ордин С.В., Шарупин Б.Н., Фёдоров М.И. Нормальные решеточные колебания и кристаллическая структура анизотропных модификаций нитрида бора. *Физика и техника полупроводников*. 1998;32(9):1033-1042.
12. Giannozzi P., Baroni S., Bonini N., Calandra M., Car R., Cavazzoni C., Ceresoli D., Chiarotti G.L., Cococcioni M., Daboli I. Quantum Espresso: a modular and open-source software project for quantum simulations of materials. *Journal Phys.: Condens. Matter*. 2009;21:395502.
13. Hermann C., Weisbuch C. $k \rightarrow p$ perturbation theory in III-V compounds and alloys: a reexamination. *Physical Review*. 1977;B15:823. DOI: 10.1103/PhysRevB.15.823.
14. *Properties of advanced semiconductor materials: GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe*. Edited by Levinshtein M.E., Rumyantsev S.L., Shur M.S. New York: John Wiley&Sons; 2001.
15. Yamoah M.A., Yang W., Pop E., Goldhaber-Gordon D. High Velocity in Graphene Encapsulated by Hexagonal Boron Nitride. *Nano*. 2017;11:9914-9919. DOI: 10.1021/acsnano.7b03878.

References

1. Stolyarov M., Liu G., Shur M., Balandin A. *Suppression of I/f in near-ballistic h-BN-graphene-h-BN heterostructure field-effect transistors*. *Applied Physics Letters*. 2015;107:023106. DOI: 10.1063/1.4926872.
2. Lee K.H., Shin H.J., Lee J., Lee I.Y., Kim G.H., Choi J.Y., Kim S.W. Large-Scale Synthesis of High-Quality Hexagonal Boron Nitride Nanosheets for Large-Area Graphene Electronics. *NanoLetters*. 2012;12:714. DOI: 10.1021/nl203635v.
3. Svintsov D.A., Vyurkov V., Lukichev V.F., Orlikovsky A.A., Burenkov A., Ohsner R. [Tunneling field effect transistors based on graphene]. *Phisika i tehnika polyprovodnikov = Physics and Technology of Semiconductors*. 2013;47(2):244-250. DOI: 10.1103/PhysRevB.82.115452. (In Russ.)
4. Fawcett W., Boardman D.A., Swain S. Monte Carlo determination of electron transport properties in gallium arsenide. *Journal of Physical Chemistry Solids*. 1970;31:1963-1990.

5. Hockney R., Eastwood J. [Numerical simulation using particles]. Per. with English. Moscow: Mir; 1987. (In Russ.)
6. Shur M. [Modern devices based on gallium arsenide]. Per. with English. Moscow: Mir; 1991. (In Russ.)
7. Muravyov V.V., Mishchenka V.N. [Determination of the electron scattering intensities in a single graphene layer]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2017;6(108):128-129. (In Russ.)
8. Drummond N.D., Zrolyomi V., Fal'ko V.I. *Electronic Structure of Two-Dimensional Crystals of Hexagonal Boron Nitride. Quantum Monte Carlo in the Apuan Alps VIII (International workshop)*. TTI, Tuscany, Italy, Saturday 27th July – Saturday 3rd August 2013. <http://www.vallico.net/tti/master.html> (accessed 11 November 2019).
9. Bruzzone S., Fiori G. Ab-initio simulations of deformation potentials and electron mobility in chemically modified graphene and two-dimensional hexagonal boron-nitride. *Applied Physics Letters*. 2011;99:222108. DOI: 10.1063/1.3665183.
10. Zhenqiang Y., Hua G., Xiaoping Z. Theoretical Study on Carrier Mobility of Hydrogenated Graphene/Hexagonal Boron-Nitride Heterobilayer. *Nanoscale Research Letters*. 2018;13:376. DOI: 10.1186/s11671-018-2780-2.
11. Ordin S.V., Sharupin B.N., Fedorov M.I. [Normal lattice oscillations and crystal structure of anisotropic modifications of boron nitride]. *Phisika i tehnika polyprovodnikov=Physics and Technology of Semiconductors*. 1998;32(9):1033-1042. (In Russ.)
12. Giannozzi P., Baroni S., Bonini N., Calandra M., Car R., Cavazzoni C., Ceresoli D., Chiarotti G.L., Cococcioni M., Daboli I. Quantum Espresso: a modular and open-source software project for quantum simulations of materials. *Journal Phys.: Condens. Matter*. 2009;21:395502.
13. Hermann C., Weisbuch C. $k \rightarrow p$ perturbation theory in III-V compounds and alloys: a reexamination. *Physical Review*. 1977;B15:823. DOI: 10.1103/PhysRevB.15.823.
14. *Properties of advanced semiconductor materials: GaN, AlN, InN, BN, SiC, SiGe*. Edited by Levinshtein M.E., Rumyantsev S.L., Shur M.S. New York: John Wiley&Sons; 2001.
15. Yamoah M.A., Yang W., Pop E., Goldhaber-Gordon D. High Velocity in Graphene Encapsulated by Hexagonal Boron Nitride. *Nano*. 2017;11:9914-9919. DOI: 10.1021/acsnano.7b03878.

Вклад авторов

Муравьев В.В. предложил идею проведения исследования эффектов рассеяния электронов в гексагональном нитриде бора.

Мищенко В.Н. выполнил моделирование эффектов рассеяния электронов в гексагональном нитриде бора.

Authors' contribution

Muravyov V.V. proposed the idea of study of the electron scattering effects in hexagonal boron nitride.

Mishchenko V.N. fulfilled the simulation of electron scattering effects in hexagonal boron nitride.

Сведения об авторах

Муравьев В.В., чл.-корр. Национальной академии наук Республики Беларусь, д.т.н., профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Мищенко В.Н., к.т.н., доцент Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Muravyov V.V., Corr. Mem. of National Academy of Sciences of Belarus, Dr. of Sci., Professor at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Mishchenka V.N., Cand. of Sci., Associate Professor at the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-017-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Мищенко Валерий Николаевич

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-017-293-80-70;
e-mail: mishchenko@bsuir.by
Mishchenka Valery Nikolaevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-13-20>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 537.312.6

КОСВЕННОЕ ОБМЕННОЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ В УГЛЕРОДНЫХ НАНОТРУБКАХ

А.Л. ДАНИЛЮК¹, А.В. КУХАРЕВ², В.А. ЗАЙЦЕВ¹, С.Л. ПРИЩЕПА¹

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

²Витебский государственный университет им. П.М. Машерова (г. Витебск, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 27 августа 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Наноструктурированные магнитные композиты на основе углеродных нанотрубок (УНТ) и ферромагнитных наночастиц (ФНЧ) представляют большой интерес как с прикладной, так и с фундаментальной точек зрения. В частности, одной из особенностей УНТ с ФНЧ является возможность магнитного взаимодействия наночастиц посредством проводящей среды УНТ. Для детального описания этого особого типа взаимодействия – косвенного обменного взаимодействия – необходимо установить взаимосвязь между макроскопическими и микроскопическими параметрами физической системы. В наноструктурированных ферромагнетиках эти зависимости описываются в рамках модели случайной намагниченности, в которой спиновая система и, следовательно, основные макроскопические характеристики (коэрцитивность, восприимчивость, намагниченность насыщения) определяются такими микроскопическими параметрами, как константа обменного взаимодействия, намагниченности ФНЧ, константа локальной магнитной анизотропии и размер магнитного зерна. В данной работе, на основе полученных ранее микроскопических параметров нанокompозитов УНТ – ФНЧ рассматривается возможность получения дальнедействующих магнитных корреляций посредством косвенного обменного взаимодействия (КОВ) между ФНЧ, встроенными внутрь многостенной УНТ (МУНТ). Используется модельный гамильтониан, учитывающий диаметр, хиральность, химический потенциал и спин-орбитальное взаимодействие (СОВ) в системе. Причина возникновения заметного СОВ в УНТ – кривизна трубок, которая усиливает СОВ по сравнению с графеном, а также возможные дефекты и наличие ФНЧ. КОВ реализуется посредством p -электронов внутренней стенки МУНТ. Рассчитывается распределение спиновой восприимчивости вдоль оси МУНТ и показано, что при условии попадания химического потенциала в щель, открываемую СОВ, реализуется дальнедействующий магнитный порядок. Когерентность реализуется на расстояния до единиц микрон. Предложенный подход позволил также оценить энергию обменного взаимодействия между ФНЧ, относящимся к одной УНТ. Полученные результаты указывают на перспективность применения УНТ – ФНЧ нанокompозита в углеродной спинтронике.

Ключевые слова: углеродные нанотрубки, ферромагнитные наночастицы, косвенное обменное взаимодействие, модельный гамильтониан, спин-орбитальное взаимодействие.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Данилюк А.Л., Кухарев А.В., Зайцев В.А., Прищеп С.Л. Косвенное обменное взаимодействие в углеродных нанотрубках. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 13-20.

INDIRECT EXCHANGE COUPLING IN CARBON NANOTUBES

ALEXANDER L. DANILYUK¹, ANDREI V. KUKHAREV², ULADZIMIR ZAITSAU¹,
SERGHEJ L. PRISCHEPA¹

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

²Vitebsk State University named after P.M. Masherov, Vitebsk, Republic of Belarus

Submitted 27 August 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Nanostructured magnetic composites based on carbon nanotubes (CNTs) and ferromagnetic nanoparticles (FNPs) are of great interest both from an applied and fundamental point of view. In particular, one of the features of CNTs with FNPs is the possibility of magnetic interaction of nanoparticles through the conducting medium of CNTs. For a detailed description of this special type of interaction, which is the indirect exchange coupling, it is necessary to establish the relationship between the macroscopic and microscopic parameters of the physical system. In nanostructured ferromagnets, these dependences are described within the framework of a random magnetization model in which the spin system and, consequently, the main macroscopic characteristics (coercivity, susceptibility, and saturation magnetization) are determined by such microscopic parameters as the exchange interaction constant, the FNP magnetization, the local magnetic anisotropy constant, and the grain size. In this paper, on the basis of the previously obtained microscopic parameters of CNT – FNP nanocomposites, the possibility of obtaining long-range magnetic correlations through the indirect exchange coupling (IEC) between FNP embedded inside a multi-wall CNT (MWCNT) is considered. A model Hamiltonian is used that takes into account the diameter, chirality, chemical potential and spin-orbit interaction (SOI) in the system. The reason for the appearance of a noticeable SOI in CNTs is the curvature of the tubes, which significantly increases the SOI compared to graphene, as well as possible defects and the presence of FNP. IEC is realized by means of *p*-electrons of the inner wall of the MWCNT. The propagation of the spin susceptibility along the MWCNT axis is calculated and it is shown that a long-range magnetic order is realized under the condition that the chemical potential enters the gap opened by the SOI. Coherence is realized at distances up to micrometers. The proposed approach also made it possible to estimate the energy of the exchange interaction between the FNP belonging to one CNT. The results obtained indicate the prospects for the use of CNT– FNP nanocomposites in carbon spintronics.

Keywords: carbon nanotubes, ferromagnetic nanoparticles, indirect exchange coupling, model hamiltonian, spin-orbit interaction.

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

For citation. Danilyuk A.L., Kukharev A.V., Zaitsau U.A., Prischepa S.L. Indirect Exchange Coupling in Carbon Nanotubes. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 13-20.

Введение

В течение длительного времени наночастицы ферромагнитного материала представляют интерес для исследователей, так как являются перспективными в системах записи информации высокой плотности [1], биомедицине и адресной доставке лекарств в организме человека [2] как составляющие части постоянных магнитов [3]. Ферромагнитные наночастицы (ФНЧ), локализованные внутри углеродных нанотрубок (УНТ), представляют особый класс нанокомпозигов, в которых магнитные свойства определяются не только размером и магнитными характеристиками ФНЧ, но их локализацией относительно многостенных УНТ (МУНТ) (снаружи, внутри или между стенок) и природой связи ФНЧ через УНТ-среду [4]. Другими словами, электронные свойства МУНТ оказываются крайне важными для определения общих магнитных свойств МУНТ – ФНЧ нанокомпозита, что дает возможность рассматривать их в качестве модельного объекта для изучения магнитного взаимодействия ФНЧ через

проводящую среду МУНТ. Для получения количественной информации об этом взаимодействии необходимо выявить связи между макроскопическими и микроскопическими магнитными параметрами системы. В наноструктурированных ферромагнетиках эти зависимости описываются в рамках модели случайной намагниченности [5, 6]. В работах [4, 7] на основе анализа закона выхода на насыщение ФНЧ – МУНТ нанокompозитов с наночастицами цементита, локализованными строго внутри нанотрубок, были получены такие параметры, как обменное поле и поле магнитной анизотропии, эффективная константа магнитной анизотропии, константы Блоха и обменная. При этом важно подчеркнуть тот факт, что ФНЧ были размером не более 30 нм в диаметре, что для цементита означает однодоменность. Были также получены корреляционные функции осей магнитной анизотропии [4, 7]. Все эти исследования были проведены для разной концентрации ФНЧ, которая задается однозначно параметрами синтеза [4, 7–10]. Было получено, что для малой концентрации ФНЧ, когда они все локализованы только внутри МУНТ, поле обменного взаимодействия является довольно высоким, $H_{ex} \approx 4$ кЭ [7, 10].

Кроме того, длина когерентности осей магнитной анизотропии, полученная из анализа закона выхода намагниченности на насыщение, является макроскопически большой и достигает значений 200 нм, что совпадает со средним расстоянием между ФНЧ в нанотрубке [7].

Наиболее вероятной причиной обнаруженного в работе [7] дальнедействующего магнитного порядка является косвенное обменное взаимодействие (КОВ) между ФНЧ через проводящие электроны УНТ [10].

Это взаимодействие типа Рудерман – Киттель – Касуйя – Иосида (РККИ) обуславливается p -электронами внутренней углеродной стенки. Однако до настоящего времени в литературе отсутствуют исследования механизмов РККИ в МУНТ, в которых ФНЧ локализованы только внутри нанотрубок и среднее расстояние между ФНЧ составляет сотни нанометров. Следует отметить, что КОВ в низкоразмерных системах может быть усилено спин-орбитальным взаимодействием (СОВ), которое увеличивает статическую спиновую восприимчивость [11]. Известно, что СОВ в одностенных УНТ диаметром 1 нм может вызывать дальнедействующее РККИ взаимодействие [12]. Для этого необходимо, чтобы уровень Ферми E_F был сдвинут в щель, открываемую СОВ. Такой сдвиг можно реализовать приложением электрического поля или легированием УНТ. Как было показано в работе [12], для УНТ диаметром $D = 0,9$ нм требуется сдвиг уровня Ферми на величину $E_F \approx 0,47$ эВ. Это достаточно большое значение, которое сложно реализовать при проведении эксперимента.

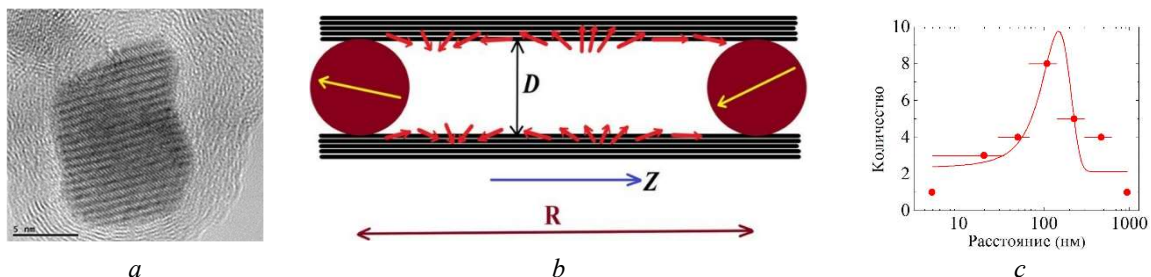


Рис. 1. Фотография ФНЧ внутри МУНТ, полученная с помощью просвечивающей электронной микроскопии высокого разрешения (а); схематическое изображение изучаемой системы (две ФНЧ с почти параллельной ориентацией намагниченности встроены внутрь МУНТ; показана эволюция в ориентации электронных спинов вдоль оси Z) (б); распределение расстояний между соседними ФНЧ внутри одной МУНТ (с)

Fig. 1. High resolution transmission electron microscopy photo of a FNP inside MWCNT (a); schematic illustration of the studied system (two FNCs with almost parallel magnetizations are embedded in MWCNT; the evolution of electron spins along the Z axis is shown) (b); distribution of distances between neighboring FNCs within one MWCNT (c)

Целью данной работы является исследование возможности возникновения дальнедействующего РККИ взаимодействия в полупроводниковых МУНТ как основы дальнедействующих корреляций осей магнитной анизотропии ФНЧ, встроенных в МУНТ. Представлены результаты моделирования РККИ взаимодействия в МУНТ в зависимости от диаметра, хиральности, положения химпотенциала и значения константы СОВ.

В качестве отправной точки для моделирования использовалась модель Клиновой – Лосса для одностенных УНТ [12, 13]. Предполагается, что основной вклад в РККИ взаимодействие вносят p -электроны внутренней стенки МУНТ, которая контактирует с однодоменной ФНЧ из цементита. Проводимость внутренней стенки сравнима с проводимостью наружной, а междустеночное сопротивление гораздо выше, чем внутри стенок, поскольку нарушена когерентность между π -орбиталями соседних стенок [14]. Диаметр ФНЧ определяется внутренним диаметром УНТ и находится в пределах 20–30 нм. Пример встроенной ФНЧ цементита внутрь УНТ показан на рис. 1, *a*. На рис. 1, *b* схематически изображены 2 ФНЧ внутри МУНТ. Среднее расстояние между ближайшими ФНЧ составляет 150–200 нм, как было установлено авторами при анализе на просвечивающем электронном микроскопе расстояния между соседними ФНЧ, принадлежащими одной МУНТ (рис. 1, *c*).

Модель

Рассматривается полупроводниковая МУНТ с внутренним диаметром D и индексами хиральности внутренней УНТ (m, n), причем $m > n > 0$. Ось Z направлена вдоль оси УНТ. РККИ взаимодействие описывается статической спиновой восприимчивостью свободных электронов χ , которая входит в модельный обменный гамильтониан [15]. Рассматриваются только электроны проводимости внутренней стенки. Учитывается также вклад СОВ, которое может быть на порядки больше, чем у графена, за счет разных факторов, таких как кривизна УНТ, дефекты или примесные состояния УНТ, наличие ФНЧ. Чтобы определить эволюцию спиновой восприимчивости p -электронов вдоль оси Z в присутствии СОВ, рассматривали следующее уравнение [12]:

$$\chi(z) = \chi_0 \left[\text{si}(k_{+,+} \cdot |z|) + \text{si}(k_{-,-} \cdot |z|) + 2 \cos(\mathbf{K} \cdot \mathbf{R}) \text{si}(k_{-,+} \cdot |z|) \right], \quad (1)$$

где $\chi_0 = a^2 k_G / \hbar v_F$, v_F – скорость Ферми, $k_G \approx 2N / 3D (N = (m - n) \bmod 3)$ – квантованный импульс в циркулярном направлении, a – постоянная решетки, \hbar – постоянная Планка; \mathbf{K} – точка Дирака в спектре УНТ; \mathbf{R} – расстояние между локализованными магнитными моментами (его проекция на ось Z); z – расстояние вдоль оси Z ; интеграл синуса определяется как функция

$$\text{si}(x) = \int_0^x \frac{\sin t}{t} dt - \frac{\pi}{2}.$$

Используя параметры [12]

$$k_{+,+} = 2k_+(E_F), \quad k_{-,-} = 0, \quad k_{-,+} = k_-(E_F) \quad (2)$$

и принимая во внимание постоянство высокочастотного периода осцилляций $\chi(z)$, который задается членом $\cos(\mathbf{K} \cdot \mathbf{R})$ в уравнении (1) и равен $3^{1/2} \pi D / 2m \approx 0,2 - 0,5$ нм, в дальнейшем будем рассматривать только низкочастотную огибающую осцилляций $\chi(z)$. В этом случае, с учетом (2), получаем следующее выражение:

$$\chi(z) = \chi_0 \left[\text{si}(2k_+ |z|) + 2\text{si}(2k_- |z|) \right], \quad (3)$$

где волновые векторы

$$k_{\pm} = \text{Re} \left\{ \sqrt{\frac{2k_G}{\hbar v_F} \delta_{\pm}} \right\}. \quad (4)$$

Здесь $\delta_{\pm} = E_F - \hbar v_F k_G \mp \beta_{\pm}$, а параметр $\beta_{\pm} = \alpha + \beta$ характеризует вклад СОВ, α и β – коэффициенты СОВ в гамильтониане исследуемой системы. Для УНТ они определяются как [13]

$$\beta = -\frac{\sqrt{3} \Delta_{SO} V_{pp}^{\pi} \cos(3\theta)}{3(V_{pp}^{\pi} - V_{pp}^{\sigma})(D/2a)}, \quad \alpha = \frac{\sqrt{3} \Delta_{SO} (V_{pp}^{\pi} + V_{pp}^{\sigma})}{18(V_{sp})^2 (D/2a)}, \quad (5)$$

где Δ_{SO} – константа СОВ, θ – угол хиральности. Использовались следующие фундаментальные прыжковые амплитуды в присутствии sp^2 гибридизации: $V_{pp}^\pi = -3,0$ эВ, $V_{pp}^\sigma = 5,0$ эВ, $V_{sp} = 5,6$ эВ [13].

Результаты и обсуждение

В рамках используемой модели рассчитывались значения χ как функции от E_F , Δ_{SO} и индексов хиральности (m, n) , которые определяют значения D , θ и k_G . Расчеты χ проводились в зависимости от параметра δ_\pm , величину которого можно легко подстраивать через уровень Ферми E_F . Заметим, что при $\delta_+ < 0$ and $\delta_- < 0$ величина $k_\pm = 0$, что означает отсутствие обменного взаимодействия, т. е. $\chi(z) = 0$. При $\delta_+ > 0$ and $\delta_- > 0$ наблюдается относительно быстрое затухание χ вдоль z . Наиболее важный случай дальнего действующего РККИ взаимодействия происходит, когда положение уровня Ферми такое, что $\delta_+ > 0$ и $\delta_- < 0$. В литературе эта область значений называется «внутри щели, открытой СОВ» [12]. Именно эта область параметров представляет для нас наибольший интерес.

На рис. 2 приведено поведение $\chi(z)$ для МУНТ со следующими параметрами: $(m, n) = (235, 129)$ ($D = 25$ нм, $\theta = 20,45^\circ$, $k_G = 0,027$ нм⁻¹), $\Delta_{SO} = 6$ мэВ. Сплошными линиями показаны зависимости спиновой восприимчивости в случае, когда уровень Ферми в точности попадает в щель, открытую СОВ, $E_F = 18$ мэВ. Пунктирными линиями приведены зависимости, когда уровень Ферми находится выше щели СОВ, $E_F = 30$ мэВ. Видно, что в последнем случае спиновая восприимчивость затухает гораздо быстрее вдоль оси УНТ.

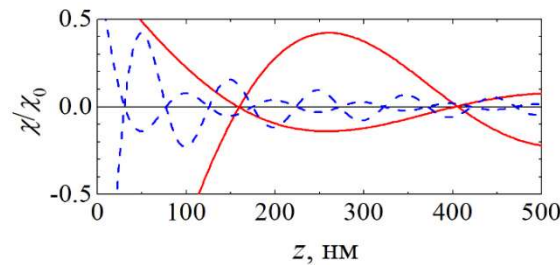


Рис. 2. Зависимость $\chi(z)$ для $E_F = 18$ мэВ (сплошные линии) и $E_F = 30$ мэВ (пунктирные линии)

Fig. 2. The $\chi(z)$ dependence for $E_F = 18$ meV (solid lines) and $E_F = 30$ meV (dashed lines)

В целом было установлено, что поведение спиновой восприимчивости вдоль оси УНТ весьма чувствительно к положению уровня Ферми. На рис. 3 показано изменение поведения $\chi(z)$ при незначительном, на первый взгляд, изменении положения уровня Ферми с 14,62 на 14,63 мэВ. Однако важно отметить, что расчеты проводились для следующих параметров УНТ: $(m, n) = (222, 221)$, $D = 30,06$ нм, $\theta = 29,93^\circ$, $k_G = 0,022$ нм⁻¹, $\Delta_{SO} = 6$ мэВ. В этом случае щель СОВ открывается в диапазоне 14,6164 – 14,6269 мэВ.

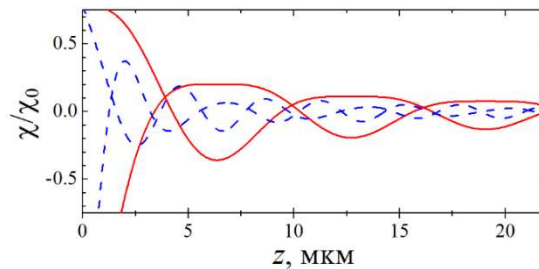


Рис. 3. Зависимость $\chi(z)$ для $E_F = 14,62$ мэВ (сплошные линии) и $E_F = 14,63$ мэВ (пунктирные линии)

Fig. 3. The $\chi(z)$ dependence for $E_F = 14.62$ meV (solid lines) and $E_F = 14.63$ meV (dashed lines)

Таким образом, в первом случае уровень Ферми находится строго в щели, открываемой СОВ, а во втором – он лежит вне ее и выше по энергии. Такая гиперчувствительность осцилляций спиновой восприимчивости к положению уровня Ферми относительно щели СОВ на практике может привести к нежелательным последствиям. Очень сложно контролировать положение E_F с такой высокой точностью, вплоть до десяти микроэлектронвольт.

Однако, как следует из рис. 3, основное падение амплитуды осцилляций $\chi(z)$ происходит на расстояниях, превышающих микроны. В то же время среднее расстояние между ФНЧ внутри УНТ не превышает 300 нм, как следует из рис. 1, с. На нанометровой шкале расстояний малые изменения E_F не приводят к заметным снижениям амплитуды осцилляций $\chi(z)$. В принципе, можно сделать значения спиновой восприимчивости менее чувствительными к сдвигу E_F путем уменьшения диаметра УНТ и, соответственно, встроенных в нее ФНЧ. Это можно реализовать вариацией параметров синтеза УНТ, что поднимет значения E_F и снизит точность его настройки в щель. Так, при диаметре УНТ 10 нм даже на расстоянии 1 мкм точность настройки E_F может достигать 10 % без существенного изменения амплитуды осцилляций $\chi(z)$.

Еще один параметр, который оказывает влияние на спиновую восприимчивость, это константа СОВ Δ_{SO} . По мере роста Δ_{SO} щель СОВ увеличивается. Рассмотрим МУНТ диаметром $D = 30,6$ нм, $(m, n) = (222, 221)$, $\theta = 29,93^\circ$, $k_G = 0,022$ нм⁻¹. Увеличим Δ_{SO} до 20 мэВ вместо 6 мэВ. В этом случае, для обеспечения дальнедействующего порядка РККИ взаимодействия, уровень Ферми должен находиться в интервале от 14,6041 до 14,6391 мэВ. При $E_F = 14,62$ мэВ частота осцилляций возрастает. Этот результат показан на рис. 4 штрих-пунктирной линией.

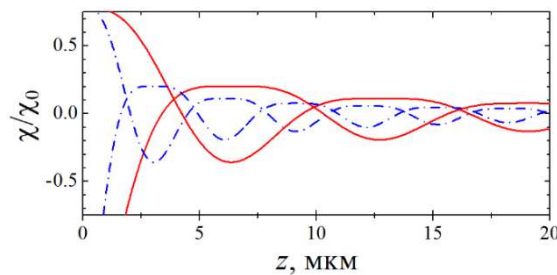


Рис. 4. Зависимость $\chi(z)$ для $\Delta_{SO} = 6$ мэВ (сплошные линии) и $\Delta_{SO} = 20$ мэВ (штрих-пунктирные линии)

Fig. 4. The $\chi(z)$ dependence for $\Delta_{SO} = 6$ meV (solid lines) and $\Delta_{SO} = 20$ meV (dashed-dotted lines)

Оценим энергию обменного взаимодействия E_{ex} между двумя соседними ФНЧ в УНТ. Ее можно выразить как

$$E_{ex} \approx J_{p-d}^2 \chi(z), \quad (6)$$

где J_{p-d} – константа обменной связи, определяющая взаимодействие между d -электронами частиц цементита и p -электронами УНТ [15]. Константа J_{p-d} для полупроводниковой УНТ может быть оценена по аналогии с разбавленным магнитным полупроводником, для которого это значение известно [16]. Для Fe $J_{p-d} \approx 0,8 - 1,5$ эВ. Используем характерное значение $\chi(z)/\chi_0 \approx 0,1$, которое соответствует дальнедействующему спиновому порядку. Значение χ_0 было рассчитано исходя из типичных значений скорости Ферми для графена, $v_F \sim 10^6$ м/с и $k_G \sim 0,022 - 0,034$ нм⁻¹. В результате имеем $E_{ex} \sim (1-2) \times 10^{-5}$ эВ. Это значение соответствует обменному полю $H_{ex} \sim (2-4)$ кЭ, что очень хорошо согласуется с $H_{ex} \approx 4$ кЭ, полученным из анализа магнитных характеристик МУНТ [7, 10].

Заключение

В работе установлено, что в МУНТ диаметром в несколько десятков нанометров косвенное обменное взаимодействие РККИ-типа может распространяться на расстояния, большие чем 1 мкм вдоль оси нанотрубки. Необходимое условие для этого – уровень Ферми должен находиться внутри энергетической щели, открываемой СОВ. Влияние параметров

МУНТ на дальнедействующий характер обменной связи между одноосными однодоменными ФНЧ посредством взаимодействия РККИ-типа является самосогласованным. Это связано с тем, что такие параметры МУНТ, как индексы хиральности, энергия Ферми и угол хиральности, должны быть соотнесены с константой СОВ, чтобы обеспечить условие «внутри энергетической щели, открытой СОВ». Увеличение индексов хиральности, которое вызывает увеличение диаметра МУНТ, приводит к уменьшению сдвига энергии Ферми до диапазона 10 мкэВ. Таким образом, распространение обмена РККИ-типа может эффективно контролироваться электрическим полем [17]. Точная регулировка положения уровня Ферми в энергетической щели, создаваемой СОВ, позволяет усилить косвенный обмен и обеспечить его дальнедействующий характер до нескольких десятков микрометров. Оценка энергии косвенного обменного взаимодействия с помощью электронов проводимости МУНТ между ФНЧ показала, что ее значение хорошо коррелирует с полем обмена, получаемым из анализа магнитных характеристик МУНТ. Дальнедействующий магнитный порядок, полученный численно в этой работе, можно непосредственно наблюдать, используя метод электронного парамагнитного резонанса (ЭПР). Ширина линии ЭПР позволит определить вклад обменного взаимодействия с учетом его влияния на время релаксации спина [18]. Для этого желательно провести эксперименты по ЭПР для различных концентраций ФНЧ, расположенных внутри УНТ, сравнивая их с нанотрубками, которые не содержат ФНЧ. Наконец, спиновый перенос на макроскопически большое расстояние, обсуждаемый в этой работе, наряду с возможностью управления обменной связью на больших расстояниях, открывает путь для новых элементов спинтроники на основе углерода.

Список литературы / References

1. Weller D., Moser A., Folks L., Best M.E., Lee W., Toney M.F., Schwickert M., Thiele J.-U., Doerner M.F. High K_U materials approach to 100 Gbit/in². *IEEE Trans. Magn.* 2000;36(1):10-15.
2. Socoliuc V., Peddis D., Petrenko V.I., Avdeev M.V., Susan-Resiga D., Szabó T., Turcu R., Tombácz E., Vékás L. Magnetic nanoparticle systems for nanomedicine – a materials science perspective. *Magnetochemistry*. 2020;6(1):36.
3. Liu J.P. Ferromagnetic nanoparticles: synthesis, processing, and characterization. *JOM*. 2010;62(4):56-61.
4. Danilyuk A.L., Prudnikava A.L., Komissarov I.V., Yanushkevich K.I., Derory A., Le Normand F., Labunov V.A., Prischepa S.L. Interplay between exchange interaction and magnetic anisotropy for iron based nanoparticles in aligned carbon nanotube arrays. *Carbon*. 2014;68:337-345.
5. Chudnovsky E.M. Magnetic properties of amorphous ferromagnets. *J. Appl. Phys.* 1988;64(11):5770-5775.
6. Chudnovsky E.M., Saslow W.M., Serota R. A. Ordering in ferromagnets with random anisotropy. *Phys. Rev. B*. 1986;33(1):251-261.
7. Danilyuk A.L., Komissarov I.V., Labunov V.A., Le Normand F., Derory A., Hernandez J.M., Tejada J., Prischepa S.L. Manifestation of coherent magnetic anisotropy in a carbon nanotube matrix with low ferromagnetic nanoparticle content. *New J. Phys.* 2015;17(2):023073.
8. Danilyuk A.L., Kukharev A.V., Cojocar C.S., Le Normand F., Prischepa S.L. Impact of aligned carbon nanotubes array on the magnetostatic isolation of closely packed ferromagnetic nanoparticles. *Carbon*. 2018;139:1104-1116.
9. Prischepa S.L., Danilyuk A.L., Kukharev A.V., Le Normand F., Cojocar C.S. Self-assembled magnetically isolated co nanoparticles embedded inside carbon nanotubes. *IEEE Trans. Magn.* 2019;55(2):2300304.
10. Danilyuk A.L., Komissarov I.V., Kukharev A.V., Le Normand F., Hernandez J.M., Tejada J., Prischepa S.L. Impact of CNT medium on the interaction between ferromagnetic nanoparticles. *Europhys. Lett.* 2017;117(2):27007.
11. Schulz A., De Martino A., Ingenhoven P., Egger R. Low-energy theory and RKKY interaction for interacting quantum wires with Rashba spin-orbit coupling. *Phys. Rev. B*. 2009;79(20):205432.
12. Klinovaja J., Loss D. RKKY interaction in carbon nanotubes and graphene nanoribbons. *Phys. Rev. B*. 2013;87(4):045422.
13. Klinovaja J., Schmidt M.J., Braunecker B., Loss D. Helical modes in carbon nanotubes generated by strong electric fields. *Phys. Rev. Lett.* 2011;106(15):156809.
14. Stetter A., Vancea J., Back C.H. Determination of the intershell conductance in a multiwall carbon nanotube. *Appl. Phys. Lett.* 2008;93(17):172103.
15. Kogan E. RKKY interaction in graphene. *Phys. Rev. B*. 2011;84(11):115119.
16. Ciechan A., Bogusławski P. Theory of the s, p–d coupling of transition metal impurities with free carriers in ZnO. *Sci. Rep.* 2021;11(2):3848.

17. Leon A.O., d'Albuquerque e Castro J., Retamal J.C., Cahaya A.B., Altbir D. Manipulation of the RKKY exchange by voltages. *Phys. Rev. B.* 2019;100(1):014403.
18. Havlicek M., Jantsch W., Wilamowski Z., Yanagi K., Kataura H., Rummeli M.H., Malissa H., Tyryshkin A., Lyon S., Chernov A., Kuzmany H. Indirect exchange interaction in fully metal-semiconductor separated single-walled carbon nanotubes revealed by electron spin resonance. *Phys. Rev. B.* 2012;86(4):045402.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

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

Кухарев А.В., к.ф.-м.н., доцент кафедры информационных технологий и управления бизнесом Витебского государственного университета им. П.М. Машерова.

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

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

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-017-293-23-17;
e-mail: prischepa@bsuir.by
Прищепа Сергей Леонидович

Information about the authors

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

Kukharev A.V., Cand. of Sci., Associate Professor at the Information Technologies and Business Management Department of the Vitebsk State University named after P.M. Masherov.

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

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

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-017-293-23-17;
e-mail: prischepa@bsuir.by
Prischepa Serghej Leonidovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-21-29>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 159.9.072:159.9.078:612.821

АНАЛИЗ РАЗЛИЧИЙ МЕЖДУ ГРУППАМИ МАШИНИСТОВ ЛОКОМОТИВНЫХ БРИГАД С РАЗНОЙ СТЕПЕНЬЮ СПОСОБНОСТИ К ПРОИЗВОЛЬНОЙ РЕГУЛЯЦИИ ИХ ФУНКЦИОНАЛЬНОГО СОСТОЯНИЯ

Н.В. ЩЕРБИНА

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

Поступила в редакцию 21 сентября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Проведено исследование эффективности биологической обратной связи (БОС) на основе электродермальной активности кожи для выработки навыка релаксации у машинистов и помощников машинистов локомотивных бригад Белорусской железной дороги. Эксперимент провели на базе кабинета психологической службы Моторвагонного депо города Минска. В качестве оборудования для БОС-тренинга использовали персональный компьютер и аппаратно-программный комплекс NeuroDog. По результатам БОС-тренинга выделили три группы машинистов с разной степенью успешной выработки навыка релаксации. Провели анализ различий по психофизиологическим и личностным характеристикам между тремя группами испытуемых машинистов и помощников машинистов локомотивных бригад с разной степенью способности к произвольной регуляции своего функционального состояния. Для анализа использовали данные психофизиологического обследования с использованием комплекса УПДК-МК для профессионального психофизиологического обследования и отбора работников железнодорожного транспорта (ЗАО «Нейроком», Россия) и данные, полученные методом функционального биоуправления с БОС (АПК NeuroDog, ЗАО «Нейроком», Россия). Для выявления различий между группами испытуемых применили непараметрический *H*-критерий Краскела – Уоллиса. Расчеты выполнили в электронном пакете Statistica 10.0. Показаны статистически значимые различия групп с разной степенью успешности выработки навыка релаксации по показателям: концентрация внимания, шестой октант внутриличностных отношений «зависимый – послушный», время выполнения задания оценки эмоциональной устойчивости и фактор *G* методики Р.Б. Кеттелла «низкая – высокая нормативность поведения».

Ключевые слова: биологическая обратная связь, электродермальная активность кожи, саморегуляция, выработка навыка релаксации, функциональное состояние, *H*-критерий Краскела – Уоллиса.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Щербина Н.В. Анализ различий между группами машинистов локомотивных бригад с разной степенью способности к произвольной регуляции их функционального состояния. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 21-29.

ANALYSIS OF DIFFERENCES BETWEEN GROUPS OF LOCOMOTIVE CREW DRIVERS WITH DIFFERENT DEGREES OF ABILITY TO ARBITRARILY REGULATE THEIR FUNCTIONAL STATE

NATALIA V. SHCHERBINA

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

Submitted 21 September 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The effectiveness of biofeedback based on the electrodermal activity of the skin for the development of the relaxation skill of drivers and assistants of drivers of locomotive crews of the Belarusian Railways was investigated. The experiment was carried out on the basis of the office of the psychological service of the Motor Car Depot in Minsk. A personal computer and a NeuroDog hardware and software complex were used as equipment for the biofeedback training. Based on the results of the biofeedback training, three groups of drivers were identified with varying degrees of successful development of the relaxation skill. We analyzed the differences in psychophysiological and personal characteristics between three groups of test drivers and locomotive crew assistants with varying degrees of ability to voluntarily regulate their functional state. For the analysis, we used the data of psychophysiological examination using the UPDK-MK complex for professional psychophysiological examination and selection of railway workers (Neurokom, Russia) and data obtained by the method of functional biocontrol with biofeedback (NeuroDog, Neurokom, Russia). To identify differences between the groups of subjects, the nonparametric Kruskal – Wallis H-test was used. The calculations were performed in the electronic package Statistica 10.0. Statistically significant differences are shown between groups with different degrees of success in developing the relaxation skill by indicators: concentration of attention, the sixth octant of intrapersonal relationships “dependent – obedient”, the time to complete the task of assessing emotional stability, and factor G of the methodology of RB Cattell “low – high normative behavior”.

Keywords: biofeedback, skin electrodermal activity, self-regulation, relaxation skill development, functional state, Kruskal – Wallis *H*-criterion.

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

For citation. Shcherbina N.V. Analysis of Differences Between Groups of Locomotive Crew Drivers With Different Degrees of Ability to Arbitrarily Regulate Their Functional State. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 21-29.

Введение

Одним из основных направлений психологических мероприятий, проводимых работниками психологических служб Белорусской железной дороги, является профилактика стресса машинистов и помощников машинистов (далее – машинисты) локомотивных бригад в межрейсовый период [1]. Следует отметить важность и актуальность процесса расслабления как одного из условий качественного межрейсового отдыха машинистов локомотивных бригад, обеспечивающего сохранение здоровья, охрану труда и поддержание «качественной» работоспособности машинистов на протяжении длительного времени.

Для операторов систем «человек – машина» средняя или высокая стрессоустойчивость является одним из критериев профессиональной пригодности, поскольку при функционировании таких систем одним из доминирующих факторов при сбоях и авариях специалисты называют проблему «человеческого фактора». Однако воздействие объективных и субъективных неблагоприятных условий может нивелировать способности неподготовленного работника к преодолению стресса. В то же время повышение устойчивости человека-оператора к воздействию стрессогенных факторов в процессе выполнения алгоритмов деятельности способно также повысить и эффективность функционирования системы «человек – машина» в целом. При этом одной из основных составляющих, вырабатывающих стрессоустойчивость,

является навык релаксации (расслабления), т. е. способность «полностью или частично избавляться от физического или психического напряжения». Такой навык служит не только одним из условий поддержания функционального состояния оператора на оптимальном уровне во время рабочего рейса, но и одним из факторов успешного межрейсового отдыха, что благоприятно отражается на надежности выполнения алгоритмов деятельности и способствует сохранению здоровья и продлению трудового долголетия [2, 3].

В настоящее время одним из наиболее перспективных методов релаксационного тренинга является биологическая обратная связь (БОС). Это один из наиболее эффективных способов обучения управлению психофизиологическим состоянием [4–8]. Биоуправление с использованием БОС позволяет испытуемому контролировать физиологические процессы, которые в нормальных условиях являются произвольными. Так, испытуемые сначала путем внешних сигналов контролируют свои неощущаемые и неосознаваемые процессы и функции, а затем путем сознательного регулирования контролируют свое функциональное состояние. Такой навык позволит испытуемому нормализовать психофизиологические показатели в стрессовых ситуациях.

Предметом исследования стал анализ эффективности обучения машинистов локомотивных бригад выработке навыка релаксации с использованием БОС. Ранее выполненный факторный анализ показал, какие факторы влияют на успешную выработку навыка релаксации и в какой степени [9].

Цель работы – на основании полученных результатов исследования выявить различия между группами машинистов локомотивных бригад с разной степенью способности к произвольной регуляции своего функционального состояния.

Методика проведения эксперимента

В исследовании приняли участие 106 машинистов и помощников машинистов локомотивных бригад Моторвагонного депо г. Минска в возрасте от 18 до 65 лет, средний возраст по выборке составил $32 \pm 11,4$ года. Пол испытуемых – мужчины. Стаж работы участников эксперимента в диапазоне от 1 до 36 полных лет. Средний по выборке стаж работы составил $8,7 \pm 8,1$ лет [1].

Для выработки навыка релаксации проводили сеансы БОС-тренинга с использованием аппаратно-программного комплекса NeuroDog¹. Комплекс предназначен для обучения пользователя навыкам релаксации путем визуализации его текущего уровня бодрствования на экране монитора; текущий уровень бодрствования пользователя оценивается путем измерения параметров электродермальной активности кожи с помощью специального датчика (браслет, перстень). Количество БОС-сеансов – 10. Продолжительность каждого сеанса 15–20 минут. По результатам БОС-тренинга испытуемые распределены на три группы [1] (1 – успешная, 2 – менее успешная, 3 – неуспешная). Оценка профессионально важных качеств испытуемых проводилась с использованием УПДК-МК².

Результаты и их обсуждение

Для выявления различий по психофизиологическим и личностным характеристикам между группами испытуемых применен непараметрический *H*-критерий Краскела – Уоллиса. Расчеты выполнены в электронном пакете Statistica 10.0.

Результаты расчета *H*-критерия Краскела – Уоллиса показали, что статистически значимые различия имеются по таким показателям, как время выполнения задания на эмоциональную устойчивость ($H(2, 106) = 5,88; p = 0,0530$); количество ошибок, допущенных при выполнении задания на концентрацию внимания ($H(2, 106) = 10,38; p = 0,0056$),

¹ Биоадаптивная игрушка NeuroDog. Руководство по эксплуатации (с приложением). М.: ЗАО «Нейроком»; 2009: 36.

² Комплекс универсальный психодиагностический УПДК-МК для профессионального психофизиологического отбора работников локомотивных бригад, диспетчеров [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://neurocom.ru/ru2/rail/updk_mk_rail.html – Дата доступа: 22.01.2021.

внутриличностный октант 6 ($H(2, 106) = 6,42; p = 0,0403$) и фактор G (низкая – высокая нормативность поведения) ($H(2, 106) = 6,81; p = 0,0333$). Статистическая значимость критерия означает лишь то, что как минимум какие-то две группы из трех отличаются друг от друга. Для того чтобы установить, какие именно группы различаются между собой, провели множественное попарное сравнение групп. Его результаты позволили сделать следующие выводы.

По переменной «Время выполнения задания на эмоциональную устойчивость» группа 2 статистически значимо отличается от группы 1 ($p = 0,046475$) Статистически значимые различия между группами по показателю «Время выполнения задания на эмоциональную устойчивость» приведены в табл. 1.

Таблица 1. Статистически значимые различия между группами по показателю «Время выполнения задания на эмоциональную устойчивость»

Table 1. Statistically significant differences between the groups according to the indicator “Time to complete the task for emotional stability”

| <i>p</i> значения (2-сторонние) для множественных сравнений; время выполнения задания, групповая (независимая) переменная: группа Кр. Краскела – Уоллиса: $H(2, N = 106) = 5,875023; p = 0,0530$ <i>p</i> value (2-sided) for plurality comparisons; time of the assignment, group. (independent) variable: Kr. Kruskal – Wallis group: $H(2, N = 106) = 5.875023; p = 0,0530$ | | | |
|---|-----------------|-----------------|--------------|
| группа /group | 1 – R:46,021 | 2 – R:62,141 | 3 – R:54,225 |
| 1 | – | 0,046475 | 0,952656 |
| 2 | 0,046475 | – | 1,000000 |
| 3 | 0,952656 | 1,000000 | – |

Из графика на рис. 1 можно сделать вывод, что машинисты, помощники машинистов локомотивных бригад из группы 2 – наименее успешной в плане достижения релаксации – тратят больше времени на выполнение задания «Оценка эмоциональной устойчивости», чем их коллеги из группы 1.

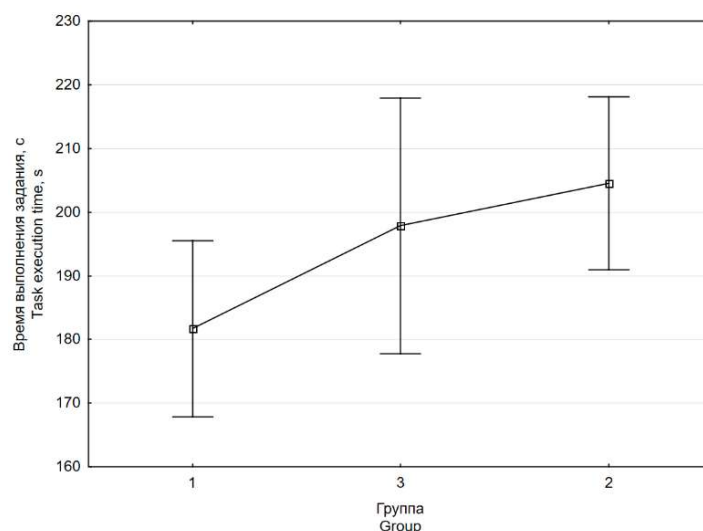


Рис. 1. График средних значений в трех группах по показателю «Время выполнения задания на эмоциональную устойчивость»

Fig. 1. Graph of average values in three groups of the indicator “Time to complete the task for emotional stability”

Статистики групп испытуемых по результатам оценки эмоциональной устойчивости приведены в табл. 2. Испытуемые группы 1 выполнили задание на 22,86 с быстрее, чем испытуемые группы 2, и на 16,17 с быстрее, чем испытуемые группы 3. При максимально допустимом значении количества ошибок, равном 7, некоторые испытуемые выборки допустили максимум по 4 ошибки. При этом большая часть испытуемых (86,79 %) всей выборки выполнили задание без ошибок.

Таблица 2. Статистики групп по результатам оценки эмоциональной устойчивости
Table 2. Statistics of groups according to the results of the assessment of emotional stability

| Параметр Parameter | Данные по группам / Group data | | |
|---|------------------------------------|------------------------------------|------------------------------------|
| | гр. 1 (47 чел.) gr. 1 (47 per.) | гр. 2 (39 чел.) gr. 2 (39 per.) | гр. 3 (20 чел.) gr. 3 (20 per.) |
| Время выполнения задания (норма 380 с), с | 181,68 | 204,54 | 197,85 |
| Показатель эмоциональной устойчивости, с | 12,96 | 14,82 | 11,35 |
| Задание выполнено без ошибок, кол-во чел. | 42 | 34 | 16 |
| Допущена 1 ошибка, кол-во чел. | 2 | 4 | 1 |
| Допущено 2 ошибки, кол-во чел. | 1 | 0 | 2 |
| Допущено 3 ошибки, кол-во чел. | 1 | 1 | 1 |
| Допущено 4 ошибки, кол-во чел. | 1 | 0 | 0 |

По переменной «Концентрация внимания, количество ошибок» группа 3 статистически значимо отличается и от группы 1 ($p = 0,005967$), и от группы 2 ($p = 0,047846$). В табл. 3 приведены статистически значимые различия между группами по показателю «Концентрация внимания, количество ошибок».

Таблица 3. Статистически значимые различия между группами по показателю «Концентрация внимания, количество ошибок»
Table 3. Statistically significant differences between the groups in terms of the indicator “Concentration of attention, number of errors”

| <i>p</i> значения (2-сторонние) для множественных сравнений; концентрация, групповая (независимая) переменная: группа Кр. Краскела – Уоллиса: $H(2, N = 106) = 10,37622$; $p = 0,0056$ <i>p</i> value (2-sided) for plurality comparisons; concentration, number of errors group. (independent) variable: Kr. Kruskal – Wallis group: $H(2, N = 106) = 10,37622$; $p = 0,0056$ | | | |
|---|-----------------|-----------------|-----------------|
| группа group | 1 – R:46,872 | 2 – R:51,872 | 3 – R:72,250 |
| 1 | – | 1,000000 | 0,005967 |
| 2 | 1,000000 | – | 0,047846 |
| 3 | 0,005967 | 0,047846 | – |

Из графика на рис. 2 видно, что машинисты локомотивных бригад из группы 3 – наименее успешной в плане достижения релаксации – допускают в среднем больше ошибок при выполнении задания на концентрацию внимания, чем их коллеги из групп 1 и 2.

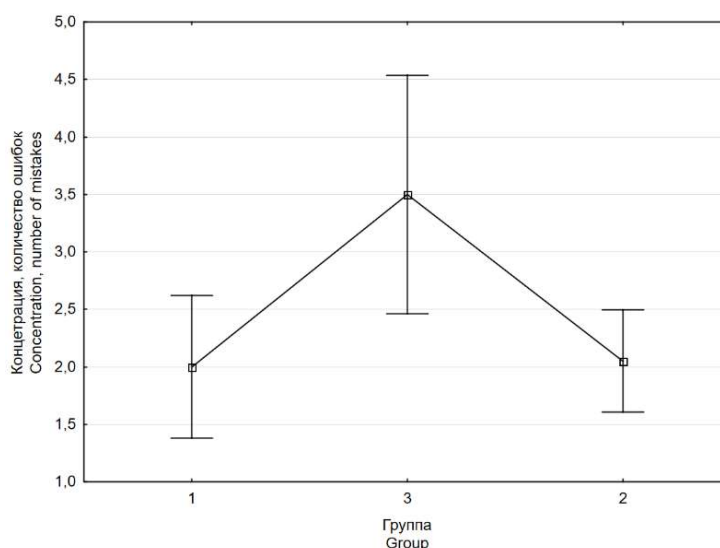


Рис. 2. График средних значений в трех группах для количества ошибок при оценке концентрации внимания

Fig. 2. Graph of mean values in three groups for the number of errors in assessing concentration of attention

Статистики допущенных ошибок при оценке концентрации внимания представлены на рис. 3. Использовалась методика «корректирующая проба», при выполнении которой допускается совершение 5 ошибок.

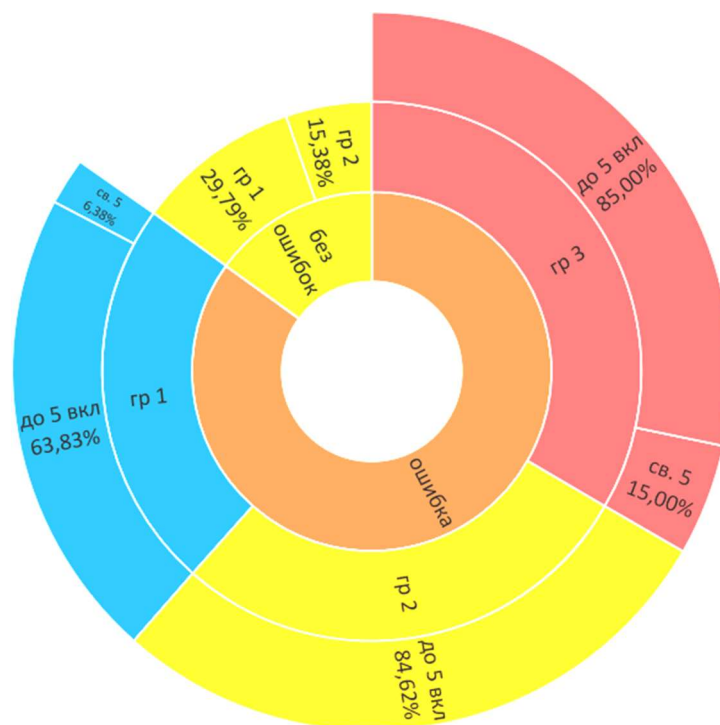


Рис. 3. Статистики допущенных ошибок при оценке концентрации внимания
Fig. 3. Statistics of mistakes made in assessing the concentration of attention

С помощью множественного попарного сравнения трех групп по показателю «Внутриличностный октант 6» установлено, что по этой переменной статистически значимо различаются группы 1 и 2 ($p = 0,048081$). Статистически значимые различия между группами по показателю «Внутриличностный октант 6» приведены в табл. 4. Средние значения, полученные по переменной «Внутриличностный октант 6», для группы 1 составили $5,34 \pm 2,30$, для испытуемых группы 2 соответственно $6,49 \pm 2,06$.

Таблица 4. Статистически значимые различия между группами по показателю «Внутриличностный октант 6»

Table 4. Statistically significant differences between groups according to the indicator “Intrapersonal octant 6”

| группа group | 1 – R:45,245 | 2 – R:61,282 | 3 – R:57,725 |
|-----------------|-----------------|-----------------|--------------|
| 1 | – | 0,048081 | 0,385125 |
| 2 | 0,048081 | – | 1,000000 |
| 3 | 0,385125 | 1,000000 | – |

Рис. 4, а демонстрирует, что испытуемые из группы 2, в сравнении с испытуемыми из группы 1, в среднем хотели бы быть в идеале более мягкими, вежливыми, послушными и даже в некоторой степени зависимыми от других людей.

По фактору G «Низкая – высокая нормативность поведения» при наличии статистической значимости H -критерия Краскела – Уоллиса множественное попарное сравнение определило лишь тенденцию к статистически значимым различиям между группой 1

и группой 3 ($p = 0,069348$). Статистически значимые различия между группами по фактору G «Низкая – высокая нормативность поведения» приведены в табл. 5.

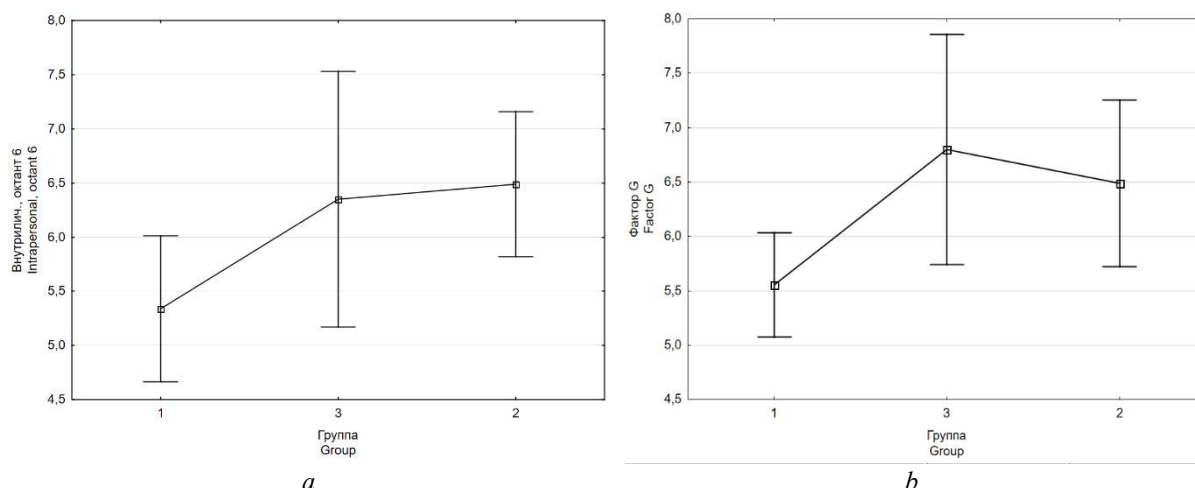


Рис. 4. График средних значений в трех группах: a – по переменной «Внутриличностный октант б»; b – по фактору G «Низкая – высокая нормативность поведения»

Fig. 4. Graph of average values in three groups: a – for the variable “Intrapersonal octant b”; b – for factor G “Low – high normative behavior”

Таблица 5. Статистически значимые различия между группами по фактору G «Низкая – высокая нормативность поведения»

Table 5. Statistically significant differences between groups by factor G “Low – high normative behavior”

| p значения (2-сторонние) для множественных сравнений; фактор G , групповая (независимая) переменная: группа Кр.Краскела – Уоллиса: $H(2, N = 106) = 6,805928; p = 0,0333$ | | | |
|---|-----------------|--------------|-----------------|
| p value (2-sided) for plurality comparisons; factor G group. (independent) variable: Kr. Kruskal – Wallis group: $H(2, N = 106) = 6.805928; p = 0,0333$ | | | |
| группа | 1 – R:45,181 | 2 – R:58,231 | 3 – R:63,825 |
| 1 | – | 0,150099 | 0,069348 |
| 2 | 0,150099 | – | 1,000000 |
| 3 | 0,069348 | 1,000000 | – |

Средние значения, полученные по фактору G , для группы 1 составили $5,55 \pm 1,63$, для испытуемых группы 3 соответственно $6,80 \pm 2,26$. С учетом данных рис. 4, b можно предположить, что успешно релаксирующие машинисты, помощники машинистов локомотивных бригад обладают средними значениями по фактору G , чем их менее успешные коллеги из третьей группы. Испытуемые группы 1 менее склонны выполнять групповые нормы, правила и требования и более ориентированы на свои желания, чувства либо ситуативные обстоятельства.

Заключение

Анализ полученных результатов показал, что способность испытуемых к успешной выработке навыка релаксации зависит от совокупности психофизиологических и личностных характеристик [9]. Проведенные исследования и обработка данных позволили выявить различия между группами машинистов локомотивных бригад с разной степенью способности к произвольной регуляции своего функционального состояния. Показано, что испытуемые группы 3 (неуспешные) отличаются от испытуемых группы 1 (успешных) ($p = 0,005967$) и от испытуемых группы 2 (менее успешных) ($p = 0,047846$) пониженной концентрацией внимания; выражают согласие с общепринятыми моральными правилами и стандартами ($p = 0,069348$).

Показано, что испытуемые группы 2 (менее успешные), в сравнении с испытуемыми группы 1 ($p = 0,048081$), менее устойчивы к спонтанно возникающим помехам, им требуется

больше времени для переключения внимания на поставленную задачу и ее выполнение. Кроме этого, они в некоторой степени нуждаются в помощи и доверии со стороны окружающих, в их признании.

Таким образом, в данном исследовании подтверждено, что выработка навыка релаксации у машинистов и помощников машинистов локомотивных бригад зависит от индивидуальных психофизиологических характеристик, и это необходимо учитывать при составлении программы БОС-тренинга. Далее ставим задачу – определить тот набор переменных, благодаря которым удастся распознать машинистов и помощников машинистов локомотивных бригад с разным уровнем развития способностей к саморегуляции и на этом основании отнести их к той или иной из трех групп, различающихся между собой по успешности выработки навыка релаксации.

Список литературы

1. Щербина Н. В., Савченко В.В., Яшин К.Д. Исследование метода выработки навыка на релаксацию с биологической обратной связью по параметрам электродермальной активности. *Новости медико-биологических наук*. 2019;1:65-73.
2. Нерсисян Л.С. *Железнодорожная психология*. Москва: РЕИНФОР; 2005.
3. Гедранович Ю.А., Савченко В.В., Яшин К.Д., Щербина Н.В. Обзор и сравнительный анализ методов и систем для развития навыков релаксации. *Человеческий фактор: проблемы психологии и эргономики*. 2016;1(77):62-69.
4. Александров А.Ю., Уплисова К.О., Иванова В.Ю. Влияние параметров и характера биологической обратной связи на амплитуду физиологического тремора. *Физиология человека*. 2020;46(2):22-29.
5. Морозова Е.Ю., Скворцов Д.В., Каплан А.Я. Выработка навыка представления движения под контролем управляемой от ЭЭГ нервно-мышечной электростимуляции, вызывающей конгруэнтное или неконгруэнтное движение кисти. *Физиология человека*. 2019;45(2):51-57.
6. Lehrer P., Kaur K., Sharma A., Shah K., Huseby R., Bhavsar J., Zhang Y. Heart rate variability biofeedback improves emotional and physical health and performance: a systematic review and meta analysis. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2020;45(3):109-129. DOI: 10.1007/s10484-020-09466-z.
7. Jafarova O, Mazhirina K, Sokhadze E, Shtark M. Self-regulation strategies and heart rate biofeedback training. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2020;45(2):87-98. DOI: 10.1007/s10484-020-09460-5.
8. De Witte NAJ, Buyck I, Van Daele T. Combining biofeedback with stress management interventions: a systematic review of physiological and psychological effects. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2019;44(2):71-82. DOI: 10.1007/s10484-018-09427-7.
9. Щербина Н.В. Регуляция функционального состояния машинистов локомотивных бригад с применением БОС-тренинга: факторный анализ экспериментальных данных. *Доклады БГУИР*. 2021; 19(4): 28-36. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-4-28-36.

References

1. Shcherbina N.V., Savchenko V.V., Yashin K.D. [Research of the method of developing a skill for relaxation with biological feedback on the parameters of electrodermal activity]. *Novosti mediko-biologicheskikh nauk = News of medical and biological Sciences*. 2019;1:65-73. (in Russ.)
2. Nersesyan L.S. *Railway psychology*. Moscow: REINFOR; 2005. (in Russ.)
3. Gedranovich Yu.A., Savchenko V. V., Yashin K. D., Shcherbina N. V. [Review and comparative analysis of methods and systems for the development of relaxation skills]. *Chelovecheskiy faktor: problemy psikhologii i ergonomiki = Human factor: problems of psychology and ergonomics*. 2016;1(77):62-69. (in Russ.)
4. Aleksandrov A.Y., Uplisova K.O., Ivanova V.Y. [Biofeedback specialization effect on physiological tremor amplitude dynamics]. *Fiziologiya cheloveka = Human Physiology*. 2020;46(2):127-133. (in Russ.)
5. Morozova E.Y., Kaplan A.Y., Skvortsov D.V. [Learning motor imagery under EEG-directed neuromuscular stimulation inducing congruent and incongruent wrist movements]. *Fiziologiya cheloveka = Human Physiology*. 2019;45(4):378-382. (in Russ.)
6. Lehrer P., Kaur K., Sharma A., Shah K., Huseby R., Bhavsar J., Zhang Y. Heart rate variability biofeedback improves emotional and physical health and performance: a systematic review and meta analysis. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2020;45(3):109-129. DOI: 10.1007/s10484-020-09466-z.
7. Jafarova O, Mazhirina K, Sokhadze E, Shtark M. Self-regulation strategies and heart rate biofeedback training. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2020;45(2):87-98. DOI: 10.1007/s10484-020-09460-5.

8. De Witte NAJ, Buyck I., Van Daele T. Combining biofeedback with stress management interventions: a systematic review of physiological and psychological effects. *Appl Psychophysiol Biofeedback*. 2019;44(2):71-82. DOI: 10.1007/s10484-018-09427-7.
9. Shcherbina N.V. [Regulation of the functional state of locomotive crew drivers using biofeedback training: factor analysis of experimental data]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(4):28-36. DOI: 10.35596/1729-7648-2021-19-4-28-36. (in Russ.)

Сведения об авторах

Щербина Н.В., старший преподаватель кафедры инженерной психологии и эргономики Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Shcherbina N.V., Senior Lecturer at the Engineering Psychology and Ergonomics Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-755-92-70;
e-mail: shcherbina@bsuir.by
Щербина Наталья Витальевна

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-755-92-70;
e-mail: shcherbina@bsuir.by
Shcherbina Natalia Vitalievna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-30-38>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 629.7.05

МЕТОДИКА ПОЛУЧЕНИЯ ЗАКОНА УПРАВЛЕНИЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СИНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПОДХОДА ДЛЯ ЗАДАЧИ НАВЕДЕНИЯ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ВДОЛЬ ГИПЕРБОЛЫ

В.В. ЛЕГКОСТУП, В.Э. МАРКЕВИЧ, С.А. ШАБАН

ОАО «АЛЕВКУРП» (д. Королёв Стан, Республика Беларусь)

Поступила в редакцию 7 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Целью статьи является изложение методики получения структуры оптимального регулятора, позволяющего осуществить наведение на плоскости летательного аппарата в точку цели, используя разность дальностей до двух навигационных позиций. Особенностью данной системы является то, что одна разность дальностей между летательным аппаратом и двумя навигационными позициями не позволяет полностью описать положение летательного аппарата на плоскости, а описывает фактически линию положения в виде гиперболы. Задача наведения решается выбором гиперболы, проходящей через точку цели, выводом летательного аппарата на заданную гиперболу с последующим его движением вдоль нее. Учитывая нелинейную кинематическую связь между координатами объекта управления, выраженными в эллиптической системе координат, и действующими на данный объект ускорениями, для синтеза оптимального регулятора классическими методами необходимо производить линеаризацию системы. Чтобы избежать такого упрощения, в данной работе рассмотрено применение метода синтеза агрегированного регулятора для получения нелинейного закона управления объектом. Это позволило более полно учитывать свойства объекта управления. Компьютерное моделирование показало эффективность полученных выражений.

Ключевые слова: система автоматического управления, метод аналитического конструирования агрегированного регулятора, синергетический синтез регулятора, разностно-дальномерная система, ТДоА.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Легкоступ В.В., Маркевич В.Э., Шабан С.А. Методика получения закона управления с использованием синергетического подхода для задачи наведения летательного аппарата вдоль гиперболы. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 30-38.

METHOD OF OBTAINING A CONTROL LAW USING A SYNERGETIC APPROACH FOR THE PROBLEM OF AIRCRAFT GUIDANCE ALONG A HYPERBOLA

VICTOR V. LEGKOSTUP, VITALY E. MARKEVICH, SERGEY A. SHABAN

JSC "ALEVKURP" (village Korolev Stan, Republic of Belarus)

Submitted 7 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of the article is to describe the methodology for obtaining the structure of the optimal controller, which guides the aircraft to the target point along a hyperbola, using the Time Difference of Arrivals (TDoA) from two navigation positions on the plane. A feature of this system is that one TDoA measurement does not allow to fully describe the position of the aircraft on the plane, but only describes the position hyperbola. The guidance problem is solved by choosing a proper hyperbola passing through the target point and letting the aircraft move along this hyperbola to the target. This paper considers the application of the method of synthesis of an aggregated controller to obtain a nonlinear guidance law. This made it possible to take into account the properties of the control object to a larger extent. Computer simulation has shown the effectiveness of the expressions obtained.

Keywords: control system, synergetic synthesis of control system, aircraft, guidance, TDoA.

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

For citation. Legkostup V.V., Markevich V.E., Shaban S.A. Method of Obtaining a Control Law Using a Synergetic Approach for the Problem of Aircraft Guidance Along a Hyperbola. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 30-38.

Введение

Метод аналитического конструирования агрегированных регуляторов (АКАР) [1] является относительно новым методом синтеза систем управления. Данный метод, по-видимому, является некоторым обобщением таких направлений теории автоматического управления, как метод обратной задачи динамики, линеаризация обратной связью, стабилизация системы функцией Ляпунова и некоторых других [2–3]. Перспективность метода АКАР связана с принципиальными отличиями методики получения закона управления, основанной на естественном учете свойств целевой динамической системы независимо от присутствующих нелинейных зависимостей, а также размерности системы. При этом синтез осуществляется таким образом, что динамика управляемой динамической системы объединяется с динамикой регулятора, порождая закладываемую на этапе проектирования динамику в соответствии с определенным критерием качества. Это достигается введением в систему особых притягивающих многообразий (аттракторов), управляющих поведением системы. В противовес этому другие часто используемые методы синтеза, такие как метод аналитического конструирования оптимального регулятора, метод желаемых логарифмических амплитудно-частотных характеристик, методы модального управления, в большинстве своем используют нули и полюсы передаточных функций [4]. В свою очередь для этого необходимо производить линеаризацию исходной нелинейной системы. При этом некоторые свойства таких систем оказываются неучтенными. Более того, иногда приходится искусственно сужать область допустимого управления, чтобы удержать систему вблизи выбранной точки линеаризации, что присуще, к примеру, многим системам стабилизации движения летательных аппаратов.

Особенностью систем управления, построенных по методу АКАР, является то, что траектории движения фазовых точек полученной системы условно имеют две области поведения. Так как закон управления определяет некоторое устойчивое многообразие,

введенное в соответствии с рассматриваемой методикой, к которому приближаются другие траектории системы, то при наличии управляющих или возмущающих воздействий система будет вынуждена двигаться в область данного многообразия. По достижению этого многообразия система начинает двигаться вдоль него к началу координат, удовлетворяя таким образом заданному критерию качества.

В данной работе рассмотрено применение метода АКАР для синтеза регулятора управления движением на плоскости беспилотного летательного аппарата (БЛА), наводимого на цель с помощью разностно-дальномерной навигационной системы, состоящей из двух навигационных позиций. С помощью одного такого навигационного измерения возможно оценить лишь гиперболу положения БЛА, связь которой с действующими на БЛА ускорениями имеет множество нелинейностей [5]. Смысл такого способа наведения состоит в уменьшении количества необходимых навигационных позиций, так как для получения полных координат БЛА на плоскости необходимо располагать двумя разностно-дальномерными измерениями, требующими наличия по меньшей мере трех источников навигационного сигнала для решения системы навигационных уравнений.

Методика синтеза закона управления методом АКАР

Предположим, что объект управления может быть представлен в пространстве состояний в виде системы, состоящей из n дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_1(t) &= f_1(x_1, \dots, x_n), \\ \dot{x}_2(t) &= f_2(x_1, \dots, x_n), \\ &\vdots \\ \dot{x}_n(t) &= f_n(x_1, \dots, x_n) + u(x_1, \dots, x_n) \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где x_1, \dots, x_n – фазовые координаты системы; $f_1(x_1, \dots, x_n), \dots, f_n(x_1, \dots, x_n)$ – нелинейные функции, описывающие динамику соответствующих координат; $u(x_1, \dots, x_n)$ – закон управления.

Введем для синтезируемой системы управления интегральный сопровождающий функционал качества вида

$$J_{\Sigma} = \int_0^{\infty} F(\psi, \dot{\psi}) dt, \quad (2)$$

где $F(\psi, \dot{\psi})$ – непрерывно дифференцируемая по своим аргументам определенно положительная функция; $\psi = \psi(x_1, \dots, x_n)$ – агрегированная макропеременная, представляющая собой некоторую дифференцируемую или кусочно-непрерывную функцию фазовых координат, причем $\psi(0, \dots, 0) = 0$. Данный функционал описывает желаемое многообразие ψ , вдоль которого требуется обеспечить движение управляемой системы (1). В выборе подынтегральной функции $F(\psi, \dot{\psi})$ имеется некоторый произвол, однако с целью наглядности и простоты аналитической записи функционал в (2) предлагается выбрать в виде квадратичной формы [1]:

$$F(\psi, \dot{\psi}) = m^2 \varphi^2(\psi) + c^2 \dot{\psi}^2, \quad (3)$$

где $\varphi(\psi)$ – некоторая функция от ψ , обладающая следующими свойствами: а) однозначности, непрерывности, дифференцируемости при любом ψ ; б) $\varphi(0) = 0$; в) $\varphi(\psi) \cdot \psi > 0, \forall \psi \neq 0$. Тогда функционал (2) примет вид

$$J_{\Sigma} = \int_0^{\infty} [m^2 \varphi^2(\psi) + c^2 \dot{\psi}^2] dt. \quad (4)$$

Полная производная от макропеременной ψ определяется выражением

$$\frac{d\psi}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{\partial \psi}{\partial x_k} \dot{x}_k(t).$$

Тогда с учетом уравнения объекта (1) получим выражение для рассматриваемой производной:

$$\frac{d\psi}{dt} = \sum_{k=1}^n \frac{\partial \psi}{\partial x_k} f_k(x_1, \dots, x_n) + \frac{\partial \psi}{\partial x_n} u. \quad (5)$$

Подстановка (5) в (4) дает сопровождающий функционал качества с учетом свойств объекта управления:

$$J_{\Sigma} = \int_0^{\infty} \left[m^2 \varphi^2(\psi) + c^2 \left(\sum_{k=1}^n \frac{\partial \psi}{\partial x_k} f_k + \frac{\partial \psi}{\partial x_n} u \right)^2 \right] dt. \quad (6)$$

Функционал (6) можно описать как обобщенный, учитывающий свойства как объекта управления, так и его системы управления.

Задача получения требуемого управления u сводится к минимизации функционала (6). Формализуем ее с точки зрения динамики системы: требуется найти такое управление $u(x_1, \dots, x_n) = u(\psi)$, которое обеспечивает движение системы из любой начальной точки в некоторой допустимой окрестности точки $\mathbf{x}(x_{10}, \dots, x_{n0})$ в окрестность многообразия

$$\psi = 0, \quad (7)$$

являющегося инвариантным, и дальнейшее движение системы вдоль этого многообразия к началу координат $x_1 = \dots = x_n = 0$. При этом на траектории (7) достигается минимум функционала (6).

Учитывая уравнение Эйлера – Лагранжа $F(\psi, \dot{\psi}) = \frac{\partial(\psi, \dot{\psi})}{\partial \dot{\psi}} \dot{\psi}(t)$ и функционал (3), получим уравнение экстремалей, на которых достигается минимум функционала (6) $m^2 \varphi^2(\psi) = c^2 \dot{\psi}^2$, или, отбрасывая неустойчивые решения [1], получим выражение

$$T_0 \dot{\psi} + \varphi(\psi) = 0, \quad (8)$$

где $T_0 = c/m$ – постоянная времени апериодического закона движения управляемой системы в окрестность многообразия (7). Асимптотическая устойчивость (8) обеспечивается при $T_0 > 0$, что может быть подтверждено функцией Ляпунова [1] при условиях (3).

Учитывая (5) в уравнении экстремали (8), получим основное функциональное уравнение метода АКАР:

$$T_0 \frac{\partial \psi}{\partial x_n} u + T_0 \sum_{k=1}^n \frac{\partial \psi}{\partial x_k} f_k + \varphi(\psi) = 0, \quad (9)$$

где f_k – функции в правых частях уравнений (1).

Из выражения (9) выражается закон управления

$$u = -\frac{\partial \psi^{-1}}{\partial x_n} \left[\sum_{k=1}^n \frac{\partial \psi}{\partial x_k} f_k + \frac{1}{T_0} \varphi(\psi) \right]. \quad (10)$$

Под воздействием управления (10) объект будет удерживаться в окрестности $\psi = 0$, и при этом вектор состояния \mathbf{x} будет совершать движение к началу координат. Это движение будет уже описываться системой меньшей размерности, состоящей из $n - 1$ дифференциальных уравнений:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x}_{\psi 1}(t) &= f_1(x_{\psi 1}, \dots, x_{\psi n-1}), \\ \dot{x}_{\psi 2}(t) &= f_2(x_{\psi 1}, \dots, x_{\psi n-1}), \\ &\vdots \\ \dot{x}_{\psi n-1}(t) &= f_{n-1}(x_{\psi 1}, \dots, x_{\psi n-1}) \end{aligned} \right\}, \quad (11)$$

где символ ψ при фазовых переменных указывает на то, что системе (11) посредством закона управления «навязана» траектория движения вдоль многообразия $\psi = 0$. Система уравнений (11) может быть получена путем выражения из конечного уравнения (7) старшей координаты $x_n = f_n(x_1, \dots, x_{n-1})$ и ее подстановки в первое $n - 1$ уравнение (1).

Время регулирования в данной системе определяется суммой времени T_0 приближения изображающей точки к многообразию, заданному условием $\psi = 0$ и времени $T_{\text{ж}}$ ее движения вдоль данного многообразия к началу координат фазового пространства. Приблизительно время регулирования можно оценить по формуле [1]

$$t_{\text{рег}} = (4 \div 5)(T_0 + T_{\text{ж}}). \quad (12)$$

Уменьшение постоянных времени в (12) приведет к увеличению требуемых управляющих воздействий, что в конечном счете при использовании в реальных системах приведет к ограничениям. В таком случае закон движения системы (8) будет иметь отличный от закладываемого на этапе проектирования характер. Оценка времени регулирования по выражения (12) будет неадекватной. Наиболее полную информацию о времени регулирования в таком случае удастся получить только посредством имитационного моделирования.

Синтез закона наведения БЛА вдоль гиперболы методом АКАР

Для синтеза методом АКАР закона управления движением БЛА вдоль проходящей через точку цели гиперболы, объект управления выберем в виде материальной точки, движущейся в плоской эллиптической системе координат. Кинематика движения точки описывается нелинейным дифференциальным уравнением второго порядка [5]:

$$\ddot{v} = \frac{\sqrt{2} W_{\mu}}{c \sqrt{\cos h[2\mu] - \cos[2v]}} - \frac{2 \dot{\mu} \dot{v} \sin h[2\mu] + (\dot{v}^2 - \dot{\mu}^2) \sin[2v]}{\cos h[2\mu] - \cos[2v]}, \quad (13)$$

где v – координата БЛА, соответствующая линии положения в виде гиперболы; μ – координата БЛА, соответствующая линии положения в виде эллипса; W_{μ} – нормальное к гиперболе положения ускорение, действующее на БЛА; c – база бистатической системы.

Описание движения БЛА с помощью материальной точки, а не твердого тела сделано для того, чтобы сфокусироваться на получении кинематической траектории метода наведения, решая при этом отдельно задачи наведения и стабилизации БЛА в процессе полета, что является распространенной практикой при синтезе систем управления летательными аппаратами [6].

Выражение (13) можно записать в пространстве состояний следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} \dot{v}_1 &= v_2 \\ \dot{v}_2 &= \frac{\sqrt{2} W_{\mu}}{c \sqrt{\cos h[2\mu] - \cos[2v_1]}} - \frac{2 \dot{\mu} v_2 \sin h[2\mu] + (v_2^2 - \dot{\mu}^2) \sin[2v_1]}{\cos h[2\mu] - \cos[2v_1]} \end{aligned} \right\}, \quad (14)$$

где $v_1 = v$ – гиперболическая координата БЛА; $v_2 = \dot{v}$ – скорость ее изменения.

Синтезируем закон управления таким образом, чтобы динамика объекта управления и регулятора описывалась простейшим дифференциальным уравнением с аperiodическим характером траектории изображающей точки:

$$T_{\text{ж}} \dot{v} + v = v_0, \quad (15)$$

где $T_{\text{ж}}$ – постоянная времени аperiodического закона движения системы; v_0 – требуемое гиперболическое положение БЛА. Выбор аperiodического закона переходного процесса обусловлен его простотой, наглядностью, а также хорошо изученными свойствами.

Фактически это означает, что если удастся получить требуемый закон управления ускорением W_{μ} БЛА, а также не наложено никаких других ограничений, в особенности на величину располагаемых ускорений и координаты БЛА, то закон изменения его гиперболической координаты v будет описываться выражением (15). При этом произойдет редукция исходного дифференциального уравнения второго порядка (13) до уравнения первого порядка (15) [1].

Выберем макропеременную ψ в виде

$$\psi = \dot{v} + k(v_0 - v), \quad (16)$$

где $k = \frac{1}{T_{\text{ж}}}$ – коэффициент усиления следящей системы; v_0 – требуемое положение БЛА.

Дифференцируя (16) по времени получим выражение

$$\dot{\psi} = \ddot{v} + k(\dot{v}_0 - \dot{v}). \quad (17)$$

Используя равенства (8) (16) (17) и выбирая простейший закон $\varphi(\psi) = \psi$, получим следующее функциональное уравнение динамики макропеременной ψ :

$$T_0 \left(\ddot{v} + \frac{1}{T_{\text{ж}}} (\dot{v}_0 - \dot{v}) \right) + \dot{v} + \frac{1}{T_0} (v_0 - v) = 0. \quad (18)$$

Нетрудно заметить, что при $\psi = 0$ выражение (16) даст закон движения системы вида (15). Подставляя уравнение объекта управления (14) в (18), получим следующее выражение:

$$T_0 \left[\frac{\sqrt{2} W_{\mu}}{c \sqrt{\cosh[2\mu] - \cos[2v]}} - \frac{2\mu \dot{v} \sinh[2\mu] + (\dot{v}^2 - \dot{\mu}^2) \sin[2v]}{\cosh[2\mu] - \cos[2v]} + \frac{1}{T_{\text{ж}}} (\dot{v}_0 - \dot{v}) \right] + \dot{v} + \frac{1}{T_0} (v_0 - v) = 0. \quad (19)$$

Выражая управляющее ускорение W_{μ} в (19) и учитывая при этом равенство $2(\cosh^2 \mu - \cos^2 v) = \cosh 2\mu - \cos 2v$, получим закон управления БЛА для наведения вдоль заданной гиперболы с координатой $v = v_0$:

$$W_{\mu} = \frac{c}{2} \left[\frac{(\dot{v}^2 - \dot{\mu}^2) \sin 2v + 2\dot{\mu} \dot{v} \sinh 2\mu}{\sqrt{\cosh^2 \mu - \cos^2 v}} + \sqrt{\cosh^2 \mu - \cos^2 v} \left(\frac{1}{T_0 T_{\text{ж}}} (v - v_0) + \frac{1}{T_{\text{ж}}} (\dot{v} - \dot{v}_0) - \frac{\dot{v}}{T_0} \right) \right]. \quad (20)$$

При имеющихся ограничениях на допустимые ускорения или координаты закон движения (15) может не выполняться, однако выбором надлежащего значения параметра $T_{\text{ж}}$ можно найти наиболее предпочтительный закон движения БЛА. Так как объект управления и закон наведения являются нелинейными нестационарными системами, то оценка качества функционирования всей системы может быть выполнена с помощью компьютерного моделирования.

При измерении разностей дальностей $\Delta\tau$ от навигационных позиций до БЛА возможно более предпочтительно будет представить движение БЛА в альтернативных эллиптических координатах σ, τ , что позволит отказаться от использования нелинейного преобразования разностей дальностей в координату ν , являющуюся динамической переменной в выражении (13). Тогда кинематическую связь гиперболы положения материальной точки, описываемой координатой τ , и действующего на нее нормального к траектории движения БЛА ускорения W_σ в нормальной форме можно представить в виде [5]:

$$\left. \begin{aligned} \dot{\tau}_1 &= \tau_2 \\ \dot{\tau}_2 &= \frac{1}{\sigma^2 - \tau^2} \left[\frac{\tau \dot{\sigma}^2 (\tau^2 - 1)}{\sigma^2 - 1} - 2\sigma \dot{\sigma} \dot{\tau} + \frac{\tau \dot{\tau}^2 (\sigma^2 - 1)}{\tau^2 - 1} \right] + \frac{W_\sigma}{c} \frac{\sqrt{\tau^2 - 1}}{\sqrt{\sigma^2 - \tau^2}} \end{aligned} \right\}, \quad (21)$$

где $\tau_1 = \tau$ – гиперболическая координата БЛА; $\tau_2 = \dot{\tau}$ – скорость ее изменения; W_σ – нормальное к гиперболе положения ускорение, действующее на БЛА.

Как и в предыдущем случае, вывод закона управления будет осуществляться исходя из желаемой динамики, которую можно описать в виде дифференциального уравнения первого порядка вида

$$T_* \dot{\tau} + \tau = \tau_0, \quad (22)$$

где T_* – постоянная времени апериодического закона движения системы; τ_0 – требуемое значение соответствующей координаты БЛА. Макропеременную ψ выберем в виде

$$\psi = \dot{\tau} + k(\tau_0 - \tau), \quad (23)$$

где k – коэффициент усиления следящей системы.

При таком выборе макропеременной на многообразии $\psi = 0$ динамика системы (23) будет соответствовать апериодическому закону (22) затухания координаты τ : $\dot{\tau} + k(\tau_0 - \tau) = 0$. Подставляя в (8) равенство (23) и производную от него по времени $\dot{\psi} = \ddot{\tau} + k(\dot{\tau}_0 - \dot{\tau})$, используя при этом простейшую зависимость $\varphi(\psi) = \psi$, получим следующий закон динамики системы:

$$T_0 (\ddot{\tau} + k(\dot{\tau}_0 - \dot{\tau})) + \dot{\tau} + k(\tau_0 - \tau) = 0. \quad (24)$$

Подставляя уравнения объекта управления (21) в (24), выразим требуемое ускорение БЛА для движения по кинематической траектории метода наведения:

$$W_\sigma = \frac{c}{\sqrt{(\tau^2 - 1)\sqrt{\tau^2 - \sigma^2}}} \times \left[\frac{\tau \dot{\tau}^2 (\sigma^2 - 1)}{\tau^2 - 1} + \frac{\tau \dot{\sigma}^2 (\tau^2 - 1)}{\sigma^2 - 1} - 2\sigma \dot{\sigma} \dot{\tau} + (\tau^2 - \sigma^2) \left(\frac{k(\tau_0 - \tau)}{T_0} + k(\dot{\tau}_0 - \dot{\tau}) + \frac{\dot{\tau}}{T_0} \right) \right]. \quad (25)$$

На рис. 1, а отображена траектория движения БЛА к цели (сплошная линия) вдоль требуемой гиперболы положения (штриховая линия) в соответствии с законом управления (25), полученная по результатам компьютерного моделирования. Использовались следующие параметры: $k = 6$; $T_\psi = 2,5$; $\tau_0 = 0,17$. База c навигационной системы, образованная передающими (навигационными) позициями НП 1 и НП 2, устанавливалась равной 1000 м. Скорость движения БЛА $V = 200$ м/с, максимальные управляющие ускорения не превышали 5 g.

На рис. 1, б представлена зависимость ошибки $\delta\tau = \tau_0 - \tau$ положения БЛА на требуемой гиперболе положения от времени. Конечная ошибка наведения не превышала 1 м.

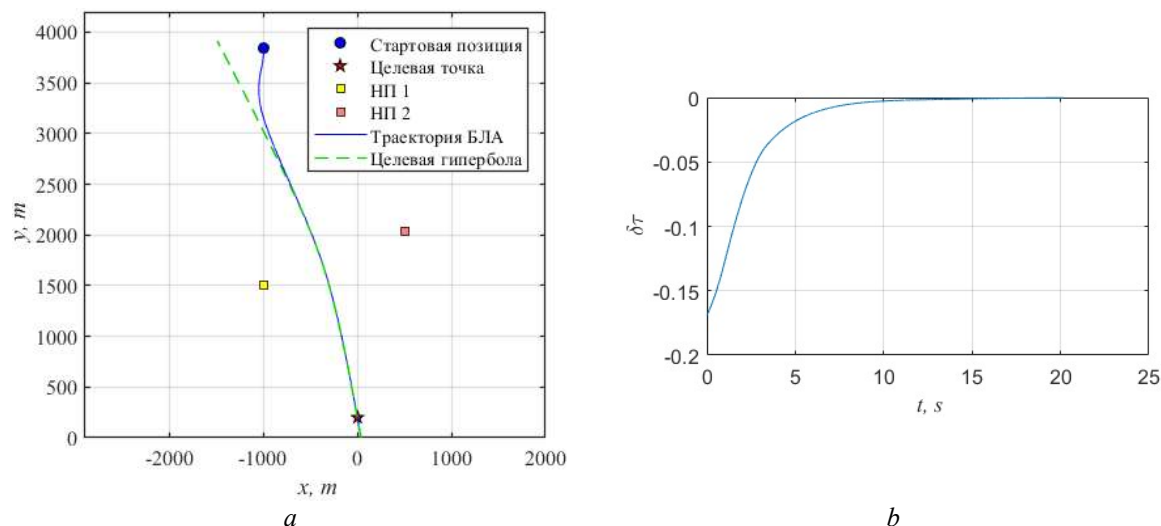


Рис 1. Результаты компьютерного моделирования движения БЛА, наводимого с помощью полученного закона управления: *a* – траектория движения БЛА на плоскости; *b* – зависимость ошибки слежения системы от времени

Fig. 1. Results of the computer modeling of the UAV movement according to the obtained control law: *a* – trajectory of the UAV on the plane; *b* – system tracing error dependence from time

Заключение

В работе рассмотрена методика получения закона управления нелинейным объектом, в роли которого выступала кинематическая связь, описывающая зависимость разностно-дальномерной координаты БЛА от управляющих им ускорений. Компьютерное моделирование полученного закона управления подтвердило его работоспособность.

Данный метод синтеза может быть использован для получения эталонных управлений и траекторий нелинейных многомерных систем, с которыми в последующем возможно проводить сравнение эффективности работы различных регуляторов, построенных на основе классических методов синтеза систем автоматического управления.

Список литературы

1. Колесников А.А., Гельфгат А.Г. *Проектирование многокритериальных систем управления промышленными объектами*. Москва: Энергоатомиздат; 1993.
2. Колесников А.А. Синергетическая теория управления: концепции, методы, тенденции развития. *Известия ЮФУ. Технические науки*. 2001;5.
3. Khalil H.K. *Nonlinear Systems*. New York: Macmillan; 1992.
4. Казаков И.Е. *Статистическая теория систем управления в пространстве состояний*. Москва: Наука; 1975.
5. Легкоступ В.В., Маркевич В.В. Уравнения кинематики беспилотного летательного аппарата в эллиптической системе координат при наведении по разностно-дальномерной навигационной информации. *Системный анализ и прикладная информатика*. 2021;1:12-20.
6. Кун А.А., Лукьянов В.Ф., Шабан С.А. *Основы построения систем управления ракетами*. Минск: Издание академии; 2001

References

1. Kolesnikov A.A., Gelfgat A.G. [Design of multicriteria control systems for industrial facilities]. Moscow: Energoatomizdat; 1993. (in Russ.)
2. Kolesnikov A.A. [Synergetic management theory: concepts, development trends]. *Izvestiya SFedU. Technical science*. 2001;5. (in Russ.)
3. Khalil H.K. *Nonlinear Systems*. Macmillan, New York; 1992.
4. Kazakov I.E. [Statistical theory of control systems in the state space]. Moscow: Nauka; 1975. (in Russ.)

5. Legkostup V.V., Markevich V.E. [Methodology of determining of the transfer function of engagement kinematics of accelerations of an aircraft and its elliptic coordinates used for thr guidance based on time difference of arrival]. *System analysis and applied information science*. 2021;1:12-20. (in Russ.)
6. Kun A.A., Luk'yanov V.F., Shaban S.A. [*Osnovy postroyeniya sistem upravleniya raketami*]. Minsk: Izdaniye akademii; 2001. (in Russ.)

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors' contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Легкоступ В.В., научный сотрудник
ОАО «АЛЕВКУРП».

Маркевич В.Э., к.т.н., заместитель директора
ООО «Научно-производственное объединение
САМЕРА».

Шабан С.А., к.т.н., ведущий научный сотрудник
ООО «Научно-производственное объединение
САМЕРА».

Information about the authors

Legkostup V.V., Researcher at JSC "ALEVKURP".

Markevich V.E., Cand. of Sci., Deputy Director of
Ltd. "SAMERA".

Shaban S.A., Cand. of Sci., Leading Researcher at
Ltd. "SAMERA".

Адрес для корреспонденции

223050, Республика Беларусь,
Минская обл., д. Королёв Стан,
ул. Московская, 1 а, ОАО «АЛЕВКУРП»;
тел. +375-25-532-27-25;
e-mail: legkostupvv@gmail.com
Легкоступ Виктор Валерьевич

Address for correspondence

223050, Republic of Belarus,
Minsk, v. Korolev Stan,
Moskovskaya st., 1 a, JSC "ALEVKURP";
tel. +375-25-532-27-25;
e-mail: legkostupvv@gmail.com
Legkostup Victor Valer'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-39-45>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.385.6

ПЕРЕСТРАИВАЕМЫЙ СФЕРОТРОН САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

А.А. КУРАЕВ, В.В. МАТВЕЕНКО

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

Поступила в редакцию 21 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Эффект появления систематической составляющей (торможения и ускорения) при несинхронном взаимодействии электронов с неоднородным электромагнитным полем представляет не только академический интерес [1–4] (как новое физическое явление), но и может найти практическое использование в специальных генераторах СВЧ различных диапазонов. Ранее были предложены приборы такого типа: коаксиальный диодный генератор-диотрон [5] и сферотрон на двусферическом резонаторе [6, 7]. Наряду с некоторыми преимуществами эти приборы обладают существенным недостатком: перестройка по частоте таких генераторов затруднена из-за фиксированного заданной геометрией резонатора типа колебаний. В настоящей статье предложен и проанализирован новый тип сферотрона, резонатор которого состоит из отрезка коаксиальной линии, нагруженной на двусферическую емкость, в которой происходит взаимодействие радиально сходящихся электронных пучков с возрастающим радиальным электрическим полем резонатора. В коаксиальной линии (индуктивная составляющая резонатора) расположен трансформатор полных сопротивлений [8], состоящий из подвижных четвертьволновых шайб. Его перемещение меняет частоту резонатора, а взаимное сближение или расхождение – связь с нагрузкой. Коаксиальная линия через штырь связана с выходным волноводом. Расчет предложенного сферотрона показал возможность достижения КПД до 30 % и перестройки в полосе 30 % при изменении ускоряющего напряжения $V_0 = 1,1\div 2$ кВ. Такой тип генератора востребован в специальных (малогабаритных) системах связи, доплеровской радиолокации, радиоэлектронной борьбы с перестройкой частоты [9], в биохимических исследованиях и технологиях [10], в биологических исследованиях [11], в молекулярном синтезе.

Ключевые слова: несинхронное взаимодействие, сферотрон, перестройка частоты, согласование, трансформатор полных сопротивлений, полоса перестройки, эффективность, сантиметровый диапазон.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Кураев А.А., Матвеев В.В. Перестраиваемый сферотрон сантиметрового диапазона. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 39-45.

SPHEROTRON TUNING IN THE CENTIMETER RANGE

ALEXANDER A. KURAYEV, VLADIMIR V. MATVEYENKA

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

Submitted 21 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The effect of the systematic component appearance (deceleration and acceleration) during asynchronous electron interaction with an inhomogeneous electromagnetic field suggests not only the academic interest [1–4] (as a new physical phenomenon), but can also have practical usage in special microwave generators of various ranges. Earlier, the following types of devices were proposed: a coaxial diode generator-diotron [5] and a spherotron based on a two-spherical resonator [6, 7]. Along with some advantages, these devices have a significant disadvantage: the frequency tuning of such generators is difficult due to the fixed resonator oscillation type by the given geometry. This article proposes and analyzes a new type of spherotron, the resonator of which consists of a coaxial line segment loaded on a two-spherical capacitor, in which the interaction between radially converging electron beams and an increasing radial electric field of the resonator run. In the coaxial line (the inductive resonator component) there is an impedance transformer (adjustable waveguide transformer with two dielectric plates) [8] consisting of movable quarter-wave washers. Their movement together changes the resonator frequency and the mutual moving towards and away from each other is the relation with the load. The coaxial line is connected by the pin to the output waveguide. The proposed spherotron calculation showed the possibility of achieving an efficiency of up to 30 % and being tuned in the given band of up to 30 % with changing the accelerating voltage $V_0 = 1.1 \div 2 V$. This generator type is demanded in special (small-sized) communication systems, Doppler radar, electronic warfare with frequency tuning [9], in biochemical research and technology [10], in biological research [11], and in molecular synthesis.

Keywords: asynchronous interaction, spherotron, being tuned in, adjustment, impedance transformer, adjustment band, efficiency, centimeter range.

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

For citation. Kurayev A.A., Matveyenka V.V. Spherotron Tuning in the Centimeter Range. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 39-45.

Введение

Несинхронное взаимодействие свободных электронов с неоднородным электромагнитным полем сопровождается формированием систематической части изменения энергии электрона – торможением (движение в нарастающем по амплитуде поле) или ускорением (в убывающем поле) [1–4]. Этот эффект использован в ранее предложенных приборах нового типа: диотрон [5] и сферотрон [6, 7]. Эти приборы, однако, не имели возможности перестройки частоты, поскольку геометрия резонатора генераторов фиксирована.

В данной статье исследован новый тип сферотрона, резонатор которого состоит из отрезка коаксиальной линии с перемещаемым трансформатором полных сопротивлений (ТПС) [8] и двусферического конденсатора, в котором осуществляется взаимодействие радиальных электронных пучков, сходящихся к центру, с нарастающим (тоже к центру) радиальным электрическим полем резонатора. Перемещение ТПС изменяет частоту резонатора, а связь с нагрузкой регулируется взаимным сближением или расхождением четвертьволновых шайб ТПС [8].

Схема конструкции перестраиваемого сферотрона

На рис. 1, *a* представлена схема конструкции сферотрона в форме ее поперечного сечения. Здесь: 1 – электронно-оптическая система, формирующая 10...20 радиальных электронных пучков; 2, 3 – внешняя сфера емкости резонатора радиуса R_2 ; 4 – внутренняя сфера радиуса R_1 ; 5 – вакуумо прочная диэлектрическая диафрагма (например, из стекла ЗС5 или миналундовой керамики); 6 – диэлектрические шайбы трансформатора полных сопротивлений (ТПС) [8]. Их длина $l = \sqrt{\epsilon} \cdot \lambda_0 / 4$, где λ_0 – центральная длина волны диапазона перестройки, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала шайб. Обычно они изготавливаются из плавяного кварца ($\epsilon = 3,8$; потери в сантиметровом диапазоне практически отсутствуют). При раздвижении шайб на расстояние $L = \lambda_0 / 4$ коэффициент отражения близок к 1, при соединении – равен нулю. Таким образом, при изменении L регулируется связь с нагрузкой δ . Перемещение же ТПС при помощи механизма 7 вдоль коаксиальной линии 9–10 меняет частоту резонатора. Конец внутреннего проводника 10 связан в виде штыревого возбуждающего элемента выходного волновода генератора δ .

В случае повышенной мощности генератора (100–800 Вт) необходима система охлаждения внутренней сферы (анода). На рис 1, *b* представлена схема циркулярной системы охлаждения (воздушной или жидкостной). Здесь: 1 – входная трубка системы охлаждения; 2 – выходная трубка системы охлаждения; 3 – стенка выходного волновода; 4, 5 – патрубки подключения внешнего питания системы охлаждения. На рис. 1, *c* показана структура электродов с пониженной емкостью сферической части для ВЧ края сантиметрового диапазона и КВЧ-диапазона.

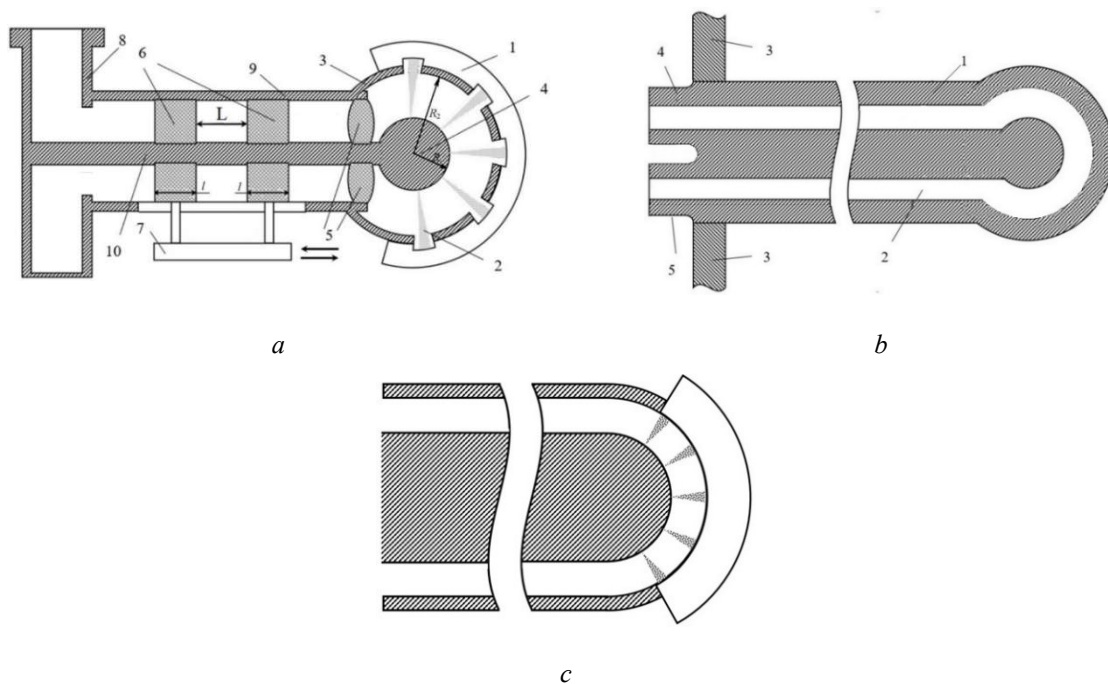


Рис. 1. Схема конструкции перестраиваемого сферотрона: *a* – общая схема сферотрона; *b* – схема циркуляционной системы охлаждения; *c* – сферическая область генератора на высоких частотах
Fig. 1. Construction diagram of the spherotron being tuned; *a* – spherotron general diagram
b – circulating cooling system diagram; *c* – generator spherical region at high frequencies

Расчет сферотрона

Рабочее пространство сферотрона представляет собой двусферическую область – емкость между двумя сферами 4 (радиус R_1) и 3 (радиус R_2)

Пусть высокочастотный потенциал на емкости задан как

$$u(t) = V_m \cos \omega t. \quad (1)$$

Тогда радиальная напряженность ВЧ поля E_r выразится в виде

$$E_r = - \left(V_m \frac{R_1 R_2}{R_2 - R_1} \cos \omega t \right) / R^2. \quad (2)$$

Одномерное радиальное (других сил и скоростей нет) движение электрона в радиальных пучках принимает вид

$$\frac{dv_r}{dt} = - \frac{e}{m_0} (1 - \beta^2)^{3/2} (E_r + E_{\text{гтз}}), \quad (3)$$

где $\beta = v_r / c$, c – скорость в пустоте света, e – заряд электрона, m_0 – масса покоя электрона, $E_{\text{гтз}}$ – поле пространственного заряда.

Как показано в [6, 7], $E_{\text{гтз}}$ начинает играть заметную роль в сферотроне только при токах более килоампера. $E_{\text{гтз}}$ проявляется только при очень больших токах пучка. В рассматриваемом типе сферотрона ток не может превосходить 1...10 А, поэтому $E_{\text{гтз}}$ в (3) можно пренебречь. Учитывая это обстоятельство и проводя нормировку переменных и параметров в (3), получаем следующее уравнение движения электрона в безразмерных параметрах:

$$\frac{d\beta}{dT} = (1 - \beta^2)^{3/2} \frac{A}{r^2} \cos T, \quad (4)$$

$$\text{где } A = \frac{eV_m}{mc^2} \frac{r_1 r_2}{r_2 - r_1}, \quad T = \omega t, \quad r = kR, \quad r_1 = kR_1, \quad r_2 = kR_2, \quad k = \frac{\omega}{c};$$

$$\frac{dr}{dT} = \beta. \quad (5)$$

Расчеты проводились для ансамбля частиц с индексом i : $\beta_i, r_i, T_i, i = \overline{1, N}$.

Граничные и начальные условия задавались в виде

$$\beta_i(r_2) = \beta_0, \quad r_{i/0} = r_2, \quad T_{i/0} = 2\pi iN, \quad r_{i/k} = r_1. \quad (6)$$

Для такого ансамбля частиц электронный КПД рассчитывался как

$$\eta(r_1) = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_i(r_1) - \gamma_0}{1 - \gamma_0}, \quad (7)$$

$$\text{где } \gamma(r_1) = (1 - \beta_i^2(r_1))^{-1/2}, \quad \gamma_0 = (1 - \beta_0^2)^{-1/2}.$$

Базовый вариант сферотрона на условно центральной частоте ω_0 был получен при следующих параметрах: $r_1^0 = 1,0$; $r_2^0 = 1,51$; $\beta_0 = 0,07(1,257 \text{ кВ})$; $A_0 = 0,054$.

В соответствии с описанием конструкции по схеме рис. 1, а связь с нагрузкой (и, следовательно, нагруженная добротность резонатора) регулируется ТПС. Тем самым регулируется и необходимый для достижения заданного значения безразмерной амплитуды A_0 суммарный ток электронных пучков. Следовательно, устанавливается и уровень мощности генератора. Так, при $I_0 = 0,1 \text{ А}$ мощность, отдаваемая электронами, равна $P_e = 39 \text{ Вт}$, при $I_0 = 2 \text{ А}$ $P_e = 780 \text{ Вт}$.

На рис. 2 приведены фазовые траектории электронов $r_i(T)$. Видно, что происходит образование компактной группы электронов, отдающих энергию, подобно тому, как это происходит в обычных приборах СВЧ.

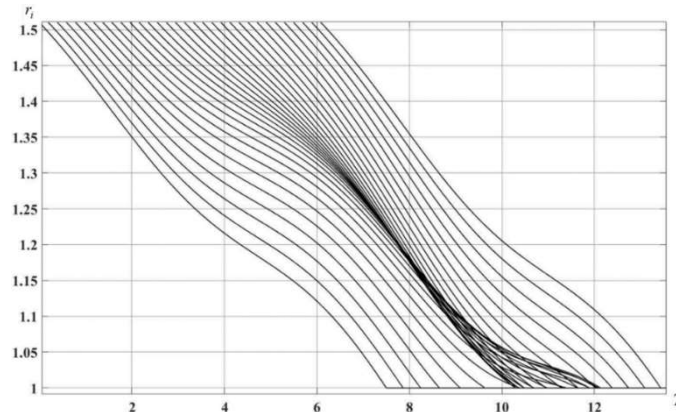


Рис. 2. Фазовые траектории электронов для базового варианта
Fig. 2. Electron phase trajectories for the basic version

На рис. 3 приведена амплитудная характеристика генератора в виде функции $\frac{A^2}{\eta_e} = f(A)$. Вид этой функции (везде положительная производная) указывает на мягкий режим возбуждения генератора [2–3].

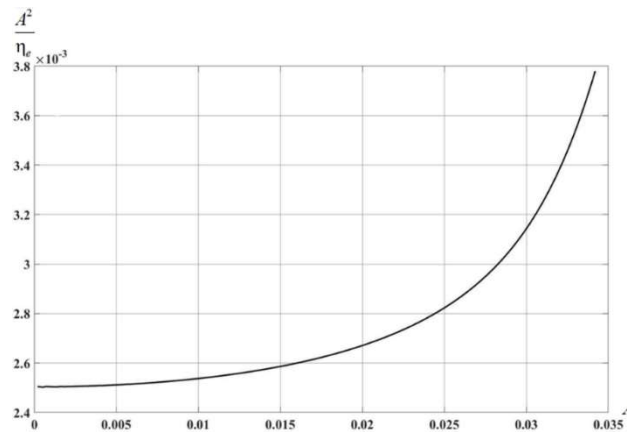


Рис. 3. Амплитудная характеристика базового варианта
Fig. 3. Amplitude characteristic of the basic version

На рис. 4 приведены перестроечные характеристики генератора: $V_0\left(\frac{f}{f_0}\right)$ и $\eta_e\left(\frac{f}{f_0}\right)$. Как видно, диапазон перестройки генератора составляет не менее 30 %.

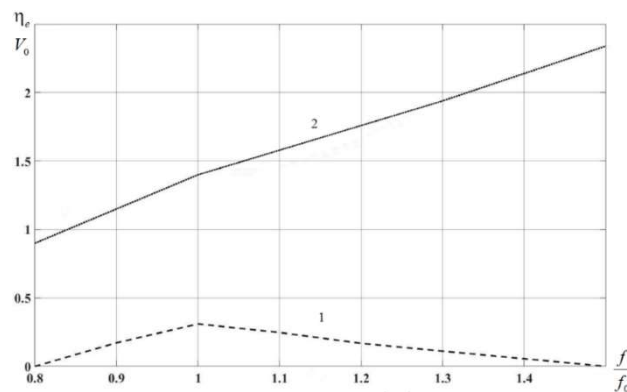


Рис. 4. Перестроечные характеристики генератора: 1 – $\eta_e\left(\frac{f}{f_0}\right)$; 2 – $V_0[\text{кВ}] = f\left(\frac{f}{f_0}\right)$

Fig. 4. Tuned characteristics of the generator: 1 – $\eta_e\left(\frac{f}{f_0}\right)$; 2 – $V_0[\text{kV}] = f\left(\frac{f}{f_0}\right)$

Заклучение

Расчет предложенного сферотрона показал возможность достижения КПД до 30% и перестройки в полосе 30% при изменении ускоряющего напряжения $V_0 = 1,1 \div 2$ кВ. Такой тип генератора востребован в специальных (малогабаритных) системах связи, доплеровской радиолокации, радиоэлектронной борьбы с перестройкой частоты [9], в биохимических исследованиях и технологиях [10], в биологических исследованиях [11], в молекулярном синтезе.

Список литературы

1. Миллер М.А. Движение заряженных частиц в высокочастотных электромагнитных полях. *Известия вузов. Сер. Радиофизика*. 1958;1(3):110-123.
2. Кураев А.А., Синицын А.К. Несинхронное взаимодействие: мнимые противоречия усредненных решений. *Радиотехника и электроника*. 1997;42(4):468-471.
3. Кравченко В.Ф., Кураев А.А., Синицын А.К. Несинхронные взаимодействия. *Успехи физических наук*. 2007;177(5):511-534.
4. Кураев А.А., Матвеев В.В. Моделирование и оптимизация нелинейных электромагнитных процессов. несинхронное взаимодействие свободных электронов с электромагнитным полем излучения. *Доклады БГУИР*. 2019;2:17-27.
5. Кураев А.А., Синицын А.К. Коаксиальный диодный генератор-диотрон. *Радиотехника и электроника*. 1997;42(2):214-219.
6. Кураев А.А., Матвеев В.В. Терагерцовый генератор – сферотрон. *Инфокоммуникационные и радиоэлектронные технологии*. 2018;1(4):384-394.
7. Кураев А.А., Матвеев В.В. Многопучковой сферотрон. *Доклады БГУИР*. 2020;18(4):5-12.
8. Лебедев И.В. *Техника и приборы СВЧ. Том 1*. Москва: Высшая школа; 1970.
9. Белоус А.И., Мерданов М.К., Шведов С.В. *СВЧ-электроника в системах радиолокации и связи*. Москва: Техносфера; 2018.
10. Ленинджер А. *Основы биохимии*. Москва: Мир; 1985.
11. Кураев А.А. Особенности распространения электромагнитных волн в живых биологических объектах. *Vestsi natsyonal'най akademiі nauk Belarusi. Ser. ФТН*. 2004;(4):71-74.

References

1. Miller M.A. [The motion of charged particles in high-frequency electromagnetic fields]. *Izvestiya universities. Ser. Radiophysics*. 1958;1(3):110-123. (in Russ.)
2. Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. [Asynchronous interaction: imaginary contradictions of averaged solutions. *Radio engineering and electronics*]. 1997;42(4):468-471. (in Russ.)
3. Kravchenko V.F., Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. [Asynchronous interactions]. *Uspekhi fizicheskikh nauk*. 2007;177(5):511-534. (in Russ.)
4. Kurayev A.A., Matveyenka V.V. [Modeling and optimization of nonlinear electromagnetic processes. asynchronous interaction of free electrons with an electromagnetic radiation field]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2019;2:17-27. (in Russ.)
5. Kurayev A.A., Sinitsyn A.K. [Coaxial diode generator-diotron]. *Radio engineering and electronics*. 1997;42(2):214-219. (in Russ.)
6. Kurayev A.A., Matveyenka V.V. [Terahertz generator – spherotron]. *Infocommunication and radio-electronic technologies*. 2018;1(4):384-394. (in Russ.)
7. Kurayev A.A., Matveyenka V.V. [Multibeam spherotron. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2020;18(4):5-12. (in Russ.)
8. Lebedev I.V. [*Microwave equipment and devices. Vol. 1*]. Moscow: Vysshaya shkola; 1970. (in Russ.)
9. Belous A.I., Merdanov M.K., Shvedov S.V. [*Microwave electronics in radar and communication systems*]. Moscow: Technosphere; 2018. (in Russ.)
10. Leinger A. [*Fundamentals of Biochemistry*]. Moscow: Mir; 1985. (in Russ.)
11. Kurayev A.A. [Features of the propagation of electromagnetic waves in living biological objects]. *Vestsi natsyonal'най akademii nauk Belarusi. Ser. FTN*. 2004;(4):71-74. (in Russ.)

Вклад авторов

Все авторы в равной степени внесли вклад в написание статьи.

Authors' contribution

All authors equally contributed to the writing of the article.

Сведения об авторах

Кураев А.А., д.ф.-м.н., профессор, профессор кафедры информационных радиотехнологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Матвееенко В.В., к.ф.-м.н., доцент, доцент кафедры вычислительных методов и программирования Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Kurayev A.A., Dr. of Sci., 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.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный университет
информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-017-293-89-56;
e-mail: kurayev@bsuir.by
Кураев Александр Александрович

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-017-293-89-56;
e-mail: kurayev@bsuir.by
Kurayev Alexander Alexandrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-46-52>

Оригинальная статья / Original paper

УДК 004.852

ВЛОЖЕННОЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЕ С СОХРАНЕНИЕМ СЕМАНТИКИ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ

М.Е. ВАТКИН., Д.А. ВОРОБЕЙ., М.В. ЯКОВЛЕВ., М.Г. КРИВОВА

ОАО «Сбер Банк», г. Минск, Республика Беларусь

Поступила в редакцию 27 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В современном мире данные, используемые для описания объектов, часто представлены в виде разреженных векторов с большим количеством признаков. Работа с такими данными является вычислительно неэффективной, что зачастую приводит к переобучению при моделировании. Поэтому используются алгоритмы понижения размерности данных, одними из которых являются автокодировщики. В статье предложен новый подход для оценки свойств полученных векторов меньшей размерности, а также основанная на этом подходе функция потерь. Идея предложенной функции потерь состоит в вычислении качества сохранения семантической структуры в пространстве вложений и добавлении этой метрики в функцию потерь, что позволяет сохранить отношения объектов в пространстве вложений и таким образом сохранить больше полезной информации об объектах. Полученные результаты показывают, что использование комбинации среднеквадратичной функции потерь вместе с предложенной позволяет улучшить качество полученных вложений.

Ключевые слова: данные, вложение, вектор, функция потерь, линейное пространство, автокодировщик, машинное обучение.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Ваткин М.Е., Воробей Д.А., Яковлев М.В., Кривова М.Г. Вложенное преобразование с сохранением семантики исходных данных. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 46-52.

EMBEDDING WITH PRESERVATION OF SEMANTICS OF THE ORIGINAL DATA

MAKSIM E. VATKIN, DMITRY A. VOROBAY, MAKSIM V. YAKOVLEV,
MARINA G. KRIVOVA

“Sber Bank” (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 27 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. In the modern world, the data used to describe objects is often presented as sparse vectors with a large number of features. Working with them can be computationally inefficient, and often leads to overfitting;

therefore, the data dimension reduction algorithms are used, one of which is auto encoders. In this article, we propose a new approach for evaluating the properties of the obtained vectors of lower dimension, as well as a loss function based on this approach. The idea of the suggested loss function is to evaluate the quality of preserving the semantic structure in the embedding space, and to add that metric to loss function to save object relations in the embedding space and thus save more useful information about objects. The results obtained show that using a combination of the mean squared loss function together with the suggested one allows to improve the quality of the embeddings.

Keywords: data, embedding, vector, loss function, linear space, autoencoder, machine learning.

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

For citation. Vatkin M.E., Vorobey D.A., Yakovlev M.V., Krivova M.G. Embedding With Preservation of Semantics of the Original Data. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 46-52.

Введение

В банковской сфере обработки данных накапливается большое количество информации о транзакциях клиентов. Такие данные, содержащие информацию о поведении клиента банка, используются банками для построения моделей машинного обучения. Эти данные необходимо трансформировать, чтобы получить их в виде векторов фиксированной длины, где каждая координата действует как счетчик для количества транзакций определенного типа в определенный временной промежуток (например, первая координата показывает количество транзакций на заправочной станции, вторая – в местах общественного питания и т. д.). Такие вектора могут описывать поведение клиента в определенные временные интервалы. Однако ввиду большого количества возможных категорий транзакционной активности эти вектора имеют большое количество координат, многие из которых равны нулю, другими словами, профиль транзакций клиента описывается разреженными векторами.

Использование и хранение таких векторов является вычислительно неэффективным, а также приводит к переобучению при моделировании. Популярным решением данной проблемы является использование автокодировщиков, которые сначала сжимают данные в пространство меньшей размерности, а затем восстанавливают из него изначальные данные. Процесс обучения такой модели может быть описан как сокращение ошибки восстановления путем изменения весов модели, и в результате мы получаем отображение исходных данных в пространство меньшей размерности (вложенное пространство), сохраняющее максимум оригинальной информации об объектах.

Качество полученных представлений измеряется ошибкой восстановления, однако было показано [1], что эта метрика не является надежным индикатором их применимости при решении финальной проблемы. К тому же, она не дает нам представления о том, какую структуру имеет множество точек исследуемого пространства. Это уменьшает уверенность в полученных результатах. Целью данной работы является получить представления, которые содержали бы максимум возможной информации об оригинальных объектах, а также сохраняли их семантические взаимоотношения в эмбединговом (вложенном) пространстве. Другими словами, представление объектов в новом пространстве должно быть сформировано так, чтобы при использовании операций сложения и вычитания векторов, мы могли перемещаться от одного представления к другому, и этот переход был бы осмысленным. Это соответствует аналогиям, представленным Миколовым [2], т. е. пары $x: y$ и $a: b$ в исходном пространстве, а x семантически связан с y точно так же, как и a с b , например, «Мужчина»: «Король» и «Женщина»: «Королева», т. е. необходимо, чтобы эта связь была отражена в эмбединговом пространстве. Для выполнения этого условия предлагается модифицировать функцию потерь, которая позволяет не только сжать данные в пространство меньшей размерности, но и построить результирующие вектора так, чтобы они отражали семантические взаимоотношения.

Введем обозначения: отображение $f: R^n \rightarrow R^m$ ($m < n$) мы называем эмбедингом (кодировщиком) и отображение $g: R^m \rightarrow R^n$ ($m < n$) – декодировщиком. Объект представлен

вектором $X \in R^n$, где каждая координата отображает количество совершенных транзакций для продукта/услуги определенной категории.

Цель состоит в построении эмбединга, который будет отражать семантические отношения между объектами, что более строго можно сформулировать следующим образом:

$$g(f(x)+f(y)) = z, \quad (1)$$

где z – объект, соответствующий объединению смыслов объектов x и y .

Обращаясь к исходным данным, можно увидеть, что каждый объект сам по себе отражает поведение клиента, более того, существует осмысленная операция сложения исходных данных. Действительно, если мы сложим два исходных вектора, то получим третий вектор, который описал бы третьего клиента, если бы его поведение соответствовало объединению первых двух. Тогда можно переписать (1) как $g(f(x)+f(y)) = x+y$. Если мы предположим, что ошибка восстановления автокодировщика равна нулю, а также f является инъективной функцией, тогда $g(f(x+y)) = x+y$ и, следовательно, $f(x)+f(y) = f(x+y)$. Значит, на самом деле (1) говорит о том, что с некоторыми дополнительными условиями f является гомоморфизмом. Похоже, что использование (1) может превратить автокодировщик в метод главных компонент, так как данный метод является линейным отображением, а линейный кодировщик напоминает метод главных компонент [3]. Однако здесь есть допущение, что автокодировщик имеет нулевую ошибку восстановления, что невозможно ввиду разных размеров пространства эмбединга и исходного пространства.

Методика проведения эксперимента

Описание данных. В качестве датасета используем датасет, содержащий информацию о 284807 транзакциях за 2 дня от европейских держателей карт в сентябре 2013 года с 492 мошенническими транзакциями (<https://www.kaggle.com/mlg-ulb/creditcardfraud>). Эти данные использовались ранее исследователями при решении задачи обнаружения мошенничества [4]. Метод состоял в обучении автокодировщика на немошеннических данных и использовании ошибки восстановления, полагая, что мошеннические транзакции будут восстанавливаться автокодировщиком с большей ошибкой восстановления. Поскольку такой датасет ранее часто использовался для исследований, имеется возможность сравнить разрабатываемый подход с аналогичными моделями. Разделим данные на обучающую часть, которая состоит из 80 % транзакций, все из которых нормальные, и тестовую часть, которая содержит оставшиеся 20 % со всеми 492 мошенническими транзакциями. Для того, чтобы использовать предлагаемый в статье подход, необходимо иметь возможность складывать вектора в исходном пространстве, поэтому будем использовать только признаки от V1 до V28.

Метрики обучения. Для измерения процесса обучения используем две метрики:

1) средняя квадратичная ошибка объектов предсказаний автокодировщика для проверки возможностей восстановления автокодировщика;

2) предлагаемая метрика, которую назовем средней ошибкой сохранения семантики. Для ее расчета посчитаем квадратичную ошибку $of g(f(x)+f(y))$ и $x+y$, где $x, y \in X$ для каждой пары x и y , и затем усредним. Однако это является вычислительно неэффективным, поэтому выберем для каждого объекта x 25 случайных объектов из X и посчитаем ошибку для них.

Модели. Мы используем три автокодировщика с одинаковой архитектурой: InputLayer(shape=(28,)) – Dense(21, activation='elu') – Dense(14, activation='elu') – Dense(7, activation='elu') – Dense(14, activation='elu') – Dense(21, activation='elu') – Dense(28), но разными функциями потерь.

1. Сумма средней квадратичной ошибки и средней семантической ошибки сохранения (модель 1).

2. Средняя квадратичная ошибка в качестве функции потерь (модель 2).

3. Предложенная функция потерь, которую мы называем средней семантической функцией потерь. Для ее расчета необходимо выбрать для каждого объекта x из батча n случайных объектов из этого же батча. В результате получим $n*batch$ пар. Затем для каждой пары,

состоящей из объекта x и случайно выбранного объекта y , посчитаем квадратичную ошибку между $g(f(x)+f(y))$ и $x+y$ и возьмем среднее (модель 3).

Размер каждого батча равен 1000, количество эпох – 50, оптимизатор – Adam с параметрами по умолчанию. В качестве предсказаний для задачи обнаружения мошеннических транзакций вычисляем среднюю квадратичную ошибку между входным вектором и его реконструкцией.

Метрики классификации. Так как задача является по своей сути задачей бинарной классификации с дисбалансом классов, используем 3 метрики:

Максимум $F1$ -score. Формула для вычисления: $F1\text{-score} = \frac{2 * precision * recall}{precision + recall}$, где

precision (точность) – количество объектов, классифицируемых алгоритмом как 1 (мошеннические), и они действительно принадлежат к классу 1, деленное на количество объектов, классифицируемых алгоритмом как класс 1. Формула показывает, можем ли мы доверять алгоритму, когда он относит объект к классу 1; *recall (полнота)* – количество объектов, классифицируемых алгоритмом как 1 (мошеннические), и они действительно принадлежат к классу 1, деленное на количество объектов из класса 1; формула показывает какую долю объектов класса 1 алгоритм может найти. Тем не менее нам нужен баланс этих двух метрик, и для этой цели мы используем $F1$ -score. Ввиду того, что мы не знаем какой порог использовать для алгоритма, а эта метрика зависит от порога, мы считаем максимум $F1$ -score среди всех возможных.

PRC - AUC – это площадь под кривой точности-полноты, чем ближе эта метрика к 1, тем лучше получилась модель. Для того чтобы построить кривую точности-полноты, сортируются объекты по предсказаниям и выбирается порог так, чтобы он отделял только объект с самым большим предсказанием. Этот объект относят к классу 1, а остальные – к классу 0, после чего находят точность (ось y) и полноту (ось x). Далее порог смещается так, чтобы он отделял теперь два объекта и т. д.

ROC - AUC – это площадь под кривой рабочей характеристики приемника, чем ближе эта метрика к 1, тем лучше получилась модель. Чтобы объяснить, как считается эта метрика, необходимо знать две другие метрики: TPR , которая фактически является полнотой, FPR – количество объектов, классифицируемых алгоритмом как 1 (мошеннические), но они в реальности принадлежат к классу 0, деленное на количество объектов из класса 0. Для того чтобы построить кривую рабочей характеристики приемника, сортируются объекты по предсказаниям и выбирается порог так, чтобы он отделял только объект с самым большим предсказанием. Этот объект относят к классу 1, а остальные – к классу 0, после чего находят TPR (ось y) и FPR (ось x). Далее порог смещается так, чтобы он отделял теперь два объекта и т. д.

Результаты и их обсуждение

Рассмотрим результаты обучения трех моделей (рис. 1, 2, 3), а именно полученные метрики качества во время обучения моделей, метрики классификации, которые показывает качество работы моделей по решению задачи обнаружения мошеннических транзакций, а также их взаимосвязь.

Как видно из рис. 1, модель 2 показывает наименьшую ошибку восстановления ($MSE = 0,248$ на тренировочных данных, $MSE = 0,363$ на тестовых данных), ошибка модели 1 больше ошибки модели 2 на 0,04 на тренировочных данных и на 0,046 на тестовых данных ($MSE = 0,288$ на тренировочных данных, $MSE = 0,409$ на тестовых данных), а модель 3 показывает наибольшую ошибку восстановления среди трех моделей ($MSE = 0,507$ на тренировочных данных, $MSE = 0,655$ на тестовых данных). Тем не менее на рис. 2 модели 1 ($MSPE = 0,690$ на тренировочных данных, $MSPE = 0,910$ на тестовых данных) и 3 ($MSPE = 0,736$ на тренировочных данных, $MSPE = 0,936$ на тестовых данных) отличаются на 0,046 и 0,026 на тренировочных и тестовых данных соответственно, а модель 2 ($MSPE = 1,244$ на тренировочных данных, $MSPE = 1,473$ на тестовых данных) имеет ошибку, большую, чем модель 1, на 0,554 и 0,563 на тренировочных и тестовых данных соответственно.

Из приведенного ранее следует, что комбинация двух функций потерь позволяет получить хорошие результаты по каждой из метрик, тогда как использование только одной приводит к лучшим результатам в соответствующей метрике, но значительно более плохим в другой. Хорошее качество в этих метриках не обязательно должно приводить к хорошим результатам при использовании этих моделей в практической задаче. Модель 2 показала наилучшее качество при восстановлении данных, однако она имеет наихудшие результаты в задаче обнаружения мошеннических транзакций (табл. 1), при этом модель 3 с наихудшим качеством восстановления решает задачу лучше. Лучшая модель также не имеет хорошую характеристику восстановления данных и при этом показывает приемлемое качество по обеим метрикам.

Можно сделать следующие выводы: 1) малая ошибка восстановления в автокодировщике не обязательно ведет к улучшению результатов в практической задаче; 2) с другой стороны, применение комбинированной функции потерь приводит к улучшению финального результата.

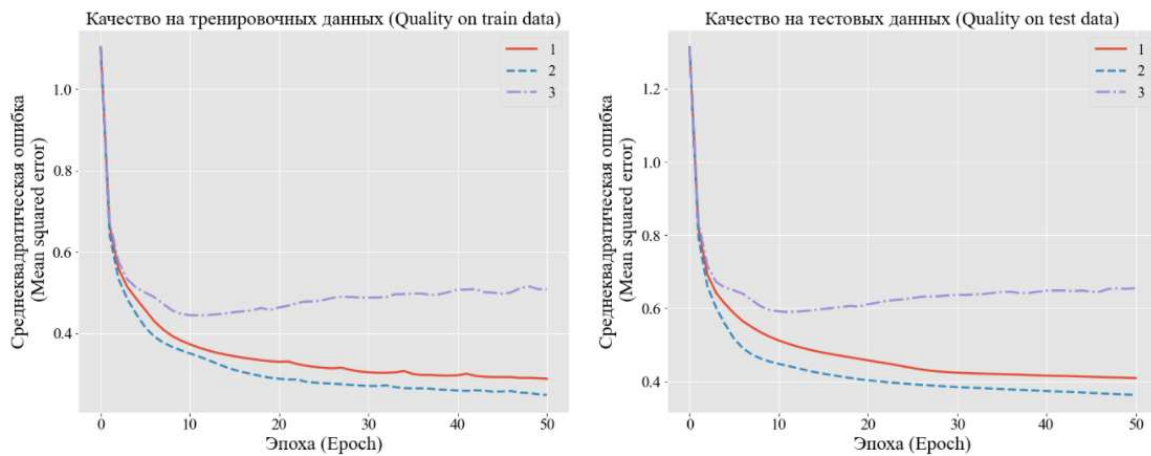


Рис. 1. Ошибка восстановления (1 – модель 1, использует среднеквадратичную ошибку и среднюю семантическую функцию потерь; 2 – модель 2, использует среднеквадратичную ошибку; 3 – модель 3, использует среднюю семантическую функцию потерь)

Fig. 1. Reconstruction loss (1 – model 1, uses MSE and Mean Semantic Preserving Error; 2 – model 2, uses only MSE; 3 – model 3, uses only Mean Semantic Preserving Error)

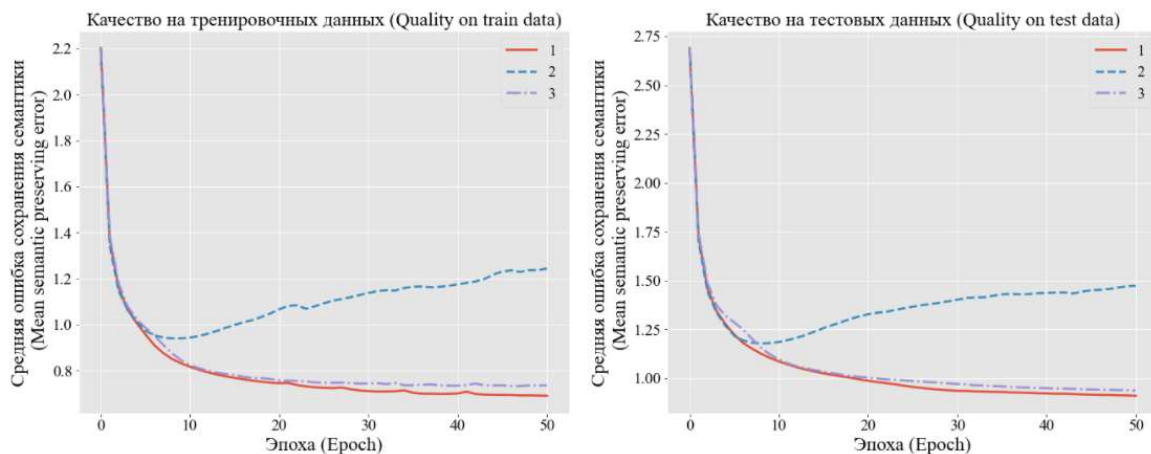


Рис. 2. Средняя ошибка сохранения семантики (1 – модель 1, использует среднеквадратичную ошибку и среднюю семантическую функцию потерь; 2 – модель 2, использует среднеквадратичную ошибку; 3 – модель 3, использует среднюю семантическую функцию потерь)

Fig. 2. Mean Semantic Preserving Error (1 – model 1, uses MSE and Mean Semantic Preserving Error; 2 – model 2, uses only MSE; 3 – model 3, uses only Mean Semantic Preserving Error)

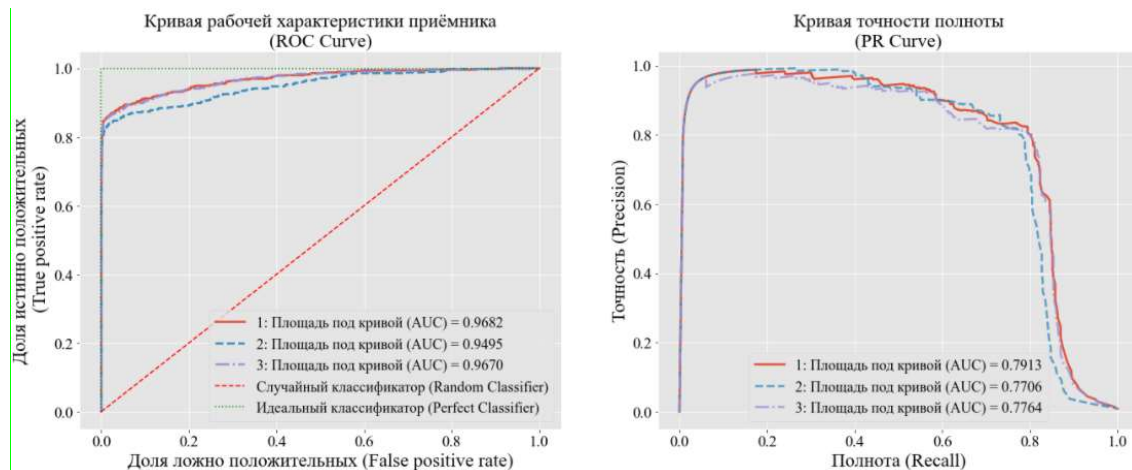


Рис. 3. Кривая рабочей характеристики приемника слева, кривая точности полноты справа (1 – модель 1, использует среднеквадратичную ошибку и среднюю семантическую функцию потерь; 2 – модель 2, использует среднеквадратичную ошибку; 3 – модель 3, использует среднюю семантическую функцию потерь)
Fig. 3. Receiver operating characteristic curve (ROC) on the left, Precision-Recall Curve on the right (1 – model 1, uses MSE and Mean Semantic Preserving Error; 2 – model 2, uses only MSE; 3 – model 3, uses only Mean Semantic Preserving Error)

Таблица 1. Сравнение метрик классификации
Table 1. Comparison of classification metrics

| Алгоритм (algorithm) | Максимальный F1-score (maximum F1-score) | Площадь под PR-кривой (PR-AUC) | Площадь под ROC-кривой (ROC-AUC) |
|----------------------|--|--------------------------------|----------------------------------|
| Модель 1 (MSE+MSPE) | 0,807851 | 0,788064 | 0,968177 |
| Модель 2 (MSE) | 0,801644 | 0,772925 | 0,967016 |
| Модель 3 (MSPE) | 0,794148 | 0,770675 | 0,949515 |

Проиллюстрируем качество полученного решения относительно результатов, полученных другими исследователями. Сравнение проведем, основываясь на метрике PR AUC, так как данная метрика лучше, чем метрика ROC AUC для измерения качества в задачах с дисбалансом классов [5]. Для сравнения возьмем модели из статьи [6]. Из табл. 2 можно увидеть, что модель 1 (MSE+MSPE) заняла второе место, т. е. предложенный подход сравним с другими существующими алгоритмами для решения задач такого рода.

Таблица 2. Сравнение площади под графиком кривой точности-полноты с другими алгоритмами
Table 2. PR-AUC comparison with other algorithms

| Алгоритм / (algorithm) | Площадь под PR-кривой (PR-AUC) |
|------------------------|--------------------------------|
| Бэггинг | 0,825 |
| Модель 1(MSE+MSPE) | 0,788 |
| С4.5 | 0,745 |
| Наивный Байес | 0,080 |

Заключение

В статье представлена модификация типичной функции потерь для автокодировщика, которая может использоваться для сохранения семантических отношений между объектами в эмбединговом пространстве для определенного типа табличных данных. Однако могут быть дополнительные свойства результирующего пространства и его отличия от обычного подхода, которые еще предстоит изучить.

Список литературы / References

1. Gupta P., Banchs R.E., and Rosso P. Squeezing bottlenecks: exploring the limits of autoencoder semantic representation capabilities. *Neurocomputing*. 2016;175:1001–1008.

2. Mikolov T., Sutskever I., Chen K., Corrado G.S., Dean J. Distributed representations of words and phrases and their compositionality. *NIPS*. 2013:3111–3119.
3. Bourlard H., Kamp Y. Auto-association by multilayer perceptrons and singular value decomposition. *Biol. Cybern.* 1988;59(September (4)):291-294. DOI: 10.1007/bf00332918.
4. Al-Shabi M.A. Credit Card Fraud Detection Using Autoencoder Model in Unbalanced Datasets. *JAMCS*. 2019;33(5):1-16.
5. Saito T., Rehmsmeier M. The Precision-Recall Plot is More Informative than the ROC Plot When Evaluating Binary Classifiers on Imbalanced Datasets. *PLoS One*. 2015;10(3).
6. Husejinović A. Credit card fraud detection using naive Bayesian and C4.5 decision tree classifiers. *Periodicals of Engineering and Natural Sciences*. 2020;8(1):1-5.

Вклад авторов

Воробей Д.А. формализовал идею статьи и привел ее к конечному виду, провел эксперименты по реализации идеи в виде функции потерь.

Ваткин М.Е. подготовил данные для проведения эксперимента, предложил способ сравнения результатов предложенного подхода с классическим подходом.

Яковлев М.В. предложил перенести идеи из обработки естественного языка на табличные данные, выполнил интерпретацию результатов экспериментов.

Кривова М.Г. провела критическую оценку используемого подхода и результатов экспериментов, оказала помощь в подготовке текста статьи.

Authors' contribution

Vorobey D.A. formalized the idea of the article and brought it to its final form, as well as conducted experiments to implement the idea in the form of a loss function.

Vatkin M.E. prepared the data for the experiment, as well as suggested a way to compare the results of the approach used with the classical approach.

Yakovlev M.V. proposed to transfer ideas from natural language processing to tabular data, and was engaged in the interpretation of experimental results.

Krivova M.G. carried out a critical assessment of the approach used and the results of experiments, as well as assisted in the preparation of the content of the article.

Сведения об авторах

Ваткин М.Е, к.т.н., главный специалист по данным ОАО «Сбер Банк».

Воробей Д.А, специалист по данным ОАО «Сбер Банк».

Яковлев М.В, специалист по данным ОАО «Сбер Банк».

Кривова М.Г., специалист по данным ОАО «Сбер Банк».

Information about the authors

Vatkin M.E, Cand. of Sci., Chief Data Scientist of “Sber Bank”.

Vorobey D.A, Data Scientist of “Sber Bank”.

Yakovlev M.V, Data Scientist of “Sber Bank”.

Krivova M.G., Data Scientist of “Sber Bank”.

Адрес для корреспонденции

220005, Республика Беларусь,
г. Минск, Бульвар Мухомова 6,
ОАО «Сбер Банк»;
тел. +375-29-278-13-78;
e-mail: mevatkin@bps-sberbank.by;
Ваткин Максим Евгеньевич

Address for correspondence

220005, Republic of Belarus,
Minsk, Mulyavina blv., 6,
«Sber Bank»;
tel. +375-29-278-13-78;
e-mail: mevatkin@bps-sberbank.by;
Vatkin Maksim Evgenyevich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-53-61>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.26

АППРОКСИМАЦИЯ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ДЛЯ СИСТЕМ С МНОЖЕСТВОМ ПЕРЕДАЮЩИХ И ПРИЕМНЫХ АНТЕНН

В.П. ТУЗЛУКОВ

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

Поступила в редакцию 28 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В настоящей работе рассматриваются возможные аппроксимации пропускной способности систем с множеством передающих и приемных антенн при наличии рэлеевских замираний в канале связи. Эти аппроксимации позволяют решить проблему оптимизации размещения ресурсов в радиосетях и других системах, используемых при обмене информацией, например, в системах контроля полета беспилотных летательных аппаратов. Предлагается аналитическая оценка точности определения пропускной способности при использовании предлагаемых аппроксимаций и демонстрируется точное совпадение с аналитическим определением пропускной способности.

Ключевые слова: пропускная способность, канал связи, система с множеством передающих и приемных антенн.

Конфликт интересов. Автор заявляет об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Тузлуков В.П. Аппроксимация пропускной способности для систем с множеством передающих и приемных антенн. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 53-61.

APPROXIMATION OF CAPACITY IN MIMO SYSTEMS

VYACHESLAV P. TUZLUKOV

Belarussian State Aviation Academy (Minsk, Republic of Belarus)

Submitted 28 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. This paper introduces functional approximations to the MIMO capacity over flat Rayleigh fading channels, which allow for analytical solutions to network resource optimization problems. This approximation allows to solve the problem of resource allocation optimization in radio networks and in other systems used to transfer information. The precision of the suggested approximations is assessed and is shown to provide a very close match to the exact capacity expression.

Keywords: bandwidth, channel capacity, multiple-input multiple-output (MIMO) system.

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

For citation. Tuzlukov V.P. Approximation of Capacity in MIMO Systems. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 53-61.

Введение

Характеристики пространственно-временного распространения сигналов, свойственные системам с множеством передающих и приемных антенн (в дальнейшем для краткости будем использовать англоязычное обозначение таких систем, т. е. MIMO – multiple-input multiple-output), позволяют обеспечивать более высокую скорость передачи информации по сравнению с системой с одной передающей и одной приемной антеннами [1, 2]. Для неэргодических медленно изменяющихся замираний в каналах связи вероятность отказа поддерживать заданную скорость передачи данных значительно уменьшается, как это показано в [1], в то время как для эргодических быстро изменяющихся замираний в каналах связи пропускная способность может быть резко снижена [2]. Шагом вперед для поддержания заданной пропускной способности канала связи является использование соответствующим образом пространственно-временных методов кодирования, таких как пространственно-временное блочное кодирование [3], пространственно-временное решетчатое кодирование [4], или создание структуры системы на основе технологии BLAST (Bell Laboratories Layered Space-Time) [5]. Позднее была предложена MIMO технология [6–9]. В [10, 11] было показано, что пропускная способность канала связи при ортогональном пространственно-временном кодировании сигналов в случае наличия замираний в канале связи либо сохраняется, если число передающих антенн равно двум, либо даже уменьшается, если число передающих антенн больше двух, по сравнению с системой с одной передающей антенной.

Теоретические предпосылки

В настоящей работе мы предполагаем, что первичный пользователь передает информационный сигнал нескольким пространственно-распределенным узлам или вторичным пользователям, которые принимают информацию, декодируют данные, осуществляют пространственно-временное кодирование и ретранслируют эти данные, используя многоканальные методы передачи информации, которые опять получают распределенные узлы сенсорной радиосети или пользователи. Процедура пространственно-временного декодирования и последующего кодирования продолжается до тех пор, пока заинтересованный пользователь не получит запрашиваемую информацию [7]. Для обеспечения максимального значения пропускной способности ресурсы когнитивной радиосистемы с учетом предусмотренной полосы пропускания частот и заданной мощности передаваемого сигнала должны быть распределены оптимальным образом для каждого пользователя в зависимости от действующих ограничений для канала связи. Это требует решения многомерной проблемы оптимизации распределения ресурсов при заданных предельных условиях функционирования когнитивной радиосистемы.

Метод множителей Лагранжа может использоваться для попытки решения такой оптимизационной задачи [10]. Однако эта и подобные меры оптимизации пропускной способности приводят, как это можно показать, к множеству нелинейных уравнений, которые решаются только методами численного интегрирования [8]. Это нежелательно, поскольку в большинстве случаев есть ограничение на вычислительную мощность в сетевых узлах когнитивной радиосистемы. Шаг вперед, с целью преодоления этой проблемы, был предложен в [8], где логарифмическое представление пропускной способности по Шеннону аппроксимируется в виде $\log_2(1+x) \approx \sqrt{x}$, $x \leq 10$ дБ.

Предлагаемая простая аппроксимация пропускной способности по Шеннону очень близка к оптимальному решению проблемы оптимизации когнитивной радиосистемы на основе конфигурации с одной передающей и одной приемной антеннами [8]. В настоящей работе предлагаются две аппроксимации пропускной способности по Шеннону для когнитивной радиосистемы с MIMO конфигурацией. Строго анализируются ошибки аппроксимации. Подобно конфигурации с одной передающей и приемной антеннами, предлагаемые аппроксимации

потенциально обеспечивают разработку протоколов точного распределения ресурсов когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией и распределенного множества сенсоров, что позволяет получить почти оптимальную пропускную способность каналов связи с минимальными вычислительными затратами и простой архитектурой вычислительного комплекса. Эти аппроксимации могут использоваться при разработке протоколов контроля и управления в среде передачи данных или канала связи для любого типа когнитивных радиосистем с ММО конфигурацией и сенсорных сетей. Сложность при выводе конечных математических выражений для пропускной способности в когнитивных радиосистемах с ММО конфигурацией стала толчком для разработки различных видов аппроксимаций [12–15]. Хотя все эти аппроксимации и обеспечивают более узкий диапазон определения значений пропускной способности в когнитивных радиосистемах с ММО конфигурацией по сравнению с аппроксимациями, представленными в настоящей работе, любая форма оптимизации приводит к нелинейному множеству уравнений, которые можно решить только методами численного интегрирования. В настоящей работе уделяется особое внимание не только определению точности ошибки аппроксимации, но практической применимости этих аппроксимаций.

Точное выражение пропускной способности для ММО конфигурации

Выражение для эргодической пропускной способности C с размерностью бит/сек/Гц когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией при наличии нормализованных гладких (медленных) рэлеевских замираний в канале связи при ограничении мощности передаваемых сигналов P_s было получено в [2] и может быть представлено в следующем виде:

$$C = WE_\lambda \{m \log_2 [1 + (\lambda/N_T)(P_s/P_n)]\}, \quad (1)$$

где W – используемая ширина полосы частот; $m = \min\{N_R, N_T\}$, N_R – число приемных антенн; N_T – число передающих антенн; P_n – мощность помехи в канале связи; λ – случайные собственные значения комплексной матрицы размером $N_R \times N_T$, определенные в [2]; $E_\lambda\{\}$ – математическое ожидание случайных собственных значений λ комплексной матрицы коэффициентов, характеризующих канал связи с рэлеевскими замирианиями, обладающих плотностью распределения вероятностей,

$$f_\lambda(\lambda) = \frac{1}{m} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+n-m)!} [\mathcal{L}_k^{n-m}(\lambda)]^2 \lambda^{n-m} \exp(-\lambda), \quad (2)$$

где $n = \max\{N_R, N_T\}$; $\mathcal{L}_k^{n-m}(\lambda)$ – присоединенный полином Лагерра.

В законченном математическом виде (1) имеет вид

$$C = W \log_2 \left\{ \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+d)!} \left[\sum_{l=0}^k A_l^2(k, d) \hat{C}_{2l+d}(\gamma) + \sum_{l_1, l_2=0}^k \sum_{l_2 \neq l_1}^k (-1)^{l_1+l_2} A_{l_1}(k, d) A_{l_2}(k, d) \hat{C}_{l_1+l_2+d}(\gamma) \right] \right\}, \quad (3)$$

где

$$d = n = m; \quad A_l(k, d) = \frac{(k+d)!}{(k-l)!(d+l)!}; \quad \gamma = \frac{1}{N_T} \times \frac{P_s}{P_n}. \quad (4)$$

Тогда интеграл пропускной способности задается в следующем виде:

$$\begin{aligned} \hat{C}_{l_1+l_2+d}(\gamma) &= \int_0^\infty \log_2(1 + \gamma x) x^\xi \exp(-x) dx = \\ &= \sum_{\mu=0}^{\xi} \frac{\xi!}{(\xi-\mu)!} \left[(-1)^{\xi-\mu-1} (\gamma^{-1})^{\xi-\mu} \exp(\gamma^{-1}) \text{Ei}(-\gamma^{-1}) + \sum_{k=1}^{\xi-\mu} (k-1)! (-\gamma^{-1})^{\xi-\mu-k} \right], \end{aligned} \quad (5)$$

$$\text{где } \text{Ei}(\xi) = \int_0^\infty (e^t/t) dt \quad (6)$$

это интеграл от показательной функции. Заметим, что (3) отличается по форме от аналогичного выражения, полученного в [16], однако очевидно, что это один и тот же результат.

Проблемы оптимизации пропускной способности обычно требуют оптимального распределения относительной ширины полосы частот αW и/или относительной мощности передаваемого сигнала βP_s , где β – коэффициент затухания сигнала, обусловленный замираниями в канале связи когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией. Однако из-за наличия интеграла от показательной функции невозможно оптимизировать аналитически пропускную способность когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией. По этой причине мы рассматриваем и анализируем два вида аппроксимации.

Аппроксимация пропускной способности вида \sqrt{x} для ММО конфигурации

Используя аппроксимацию вида $\log_2(1+x) \approx \sqrt{x}$, (1) можно представить в виде

$$C \approx W \sqrt{P_s/P_n} E_\lambda \{m \sqrt{\lambda/N_T}\}. \quad (7)$$

Выражение (7) устраняет зависимость ширины полосы частот W и мощности сигнала P_s от сложного члена $E_\lambda \{m \sqrt{\lambda/N_T}\}$, обусловленного коэффициентом усиления пропускной способности когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией. В этом случае стратегии распределения аналитических ресурсов когнитивной радиосистемы могут разрабатываться без особых сложностей, как это показано в [8], для случая с одной передающей и одной приемной антеннами. Математическое ожидание случайного собственного значения λ можно оценить, используя строгое математическое выражение [17]

$$\begin{aligned} E_\lambda \{m \sqrt{\lambda/N_T}\} &\approx (1/\sqrt{N_T}) \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+d)!} \int_0^\infty \sqrt{\lambda} [\mathcal{L}_k^d(\lambda)]^2 \lambda^d \exp(-\lambda) d\lambda = \\ &= (1/\sqrt{N_T}) \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+d)!} \frac{\Gamma^3(d+k+1)\Gamma(d+1.5)\Gamma(k-0.5)}{(k!)^2\Gamma(d+1)\Gamma(-0.5)} {}_3F_2(-k, d+1.5, 1.5; d+1, 1.5-k; 1), \end{aligned} \quad (8)$$

где ${}_3F_2(\cdot)$ – обобщенная гипергеометрическая функция с тремя параметрами, $\Gamma(\cdot)$ – полная Гамма-функция.

На рис. 1 представлены кривые пропускной способности, полученные точным аналитическим расчетом и с помощью аппроксимации вида \sqrt{x} , для различных ММО конфигураций когнитивной радиосистемы. Были выбраны следующие конфигурации: $N_T=1, N_R=1$; $N_T=8, N_R=2$; $N_T=2, N_R=8$; $N_T=8, N_R=8$. Для первой конфигурации разность между точным аналитическим значением пропускной способности и ее аппроксимацией очень мала. С увеличением числа передающих и/или приемных антенн резко увеличивается ошибка аппроксимации.

Среднее значение ошибки аппроксимации представлено в табл. 1 для набора конфигураций $1 \leq N_T \leq 10$ и $1 \leq N_R \leq 10$ при отношении сигнал/помеха (SNR) в диапазоне от 0 до 10 дБ. Из табл. 1 видно, что при ММО конфигурации когнитивной радиосистемы, если число передающих антенн приблизительно совпадает с числом приемных антенн, ошибка аппроксимации не превышает 5 % (выделено жирным шрифтом в табл. 1). Увеличение ошибки аппроксимации пропускной способности при остальных ММО конфигурациях когнитивной радиосистемы ограничивает применимость данного вида аппроксимации на практике. Более точная и с меньшей ошибкой аппроксимация пропускной способности когнитивной радиосети с ММО конфигурацией рассматривается в следующем разделе.

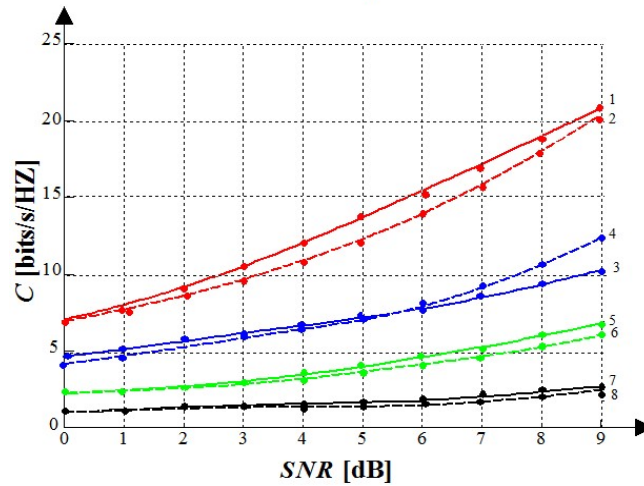


Рис. 1. Пропускная способность, полученная точным расчетом и с помощью аппроксимации $\log_2(1+x) \approx \sqrt{x}$ как функция отношения сигнал/помеха при различных конфигурациях передающей и приемной антенн: 1 – $N_T = 8, N_R = 8$ (точный); 2 – $N_T = 8, N_R = 8$ (аппрок.); 3 – $N_T = 2, N_R = 8$ (точный); 4 – $N_T = 2, N_R = 8$ (аппрок.); 5 – $N_T = 8, N_R = 2$ (точный); 6 – $N_T = 8, N_R = 2$ (аппрок.); 7 – $N_T = 1, N_R = 1$ (точный); 8 – $N_T = 1, N_R = 1$ (аппрок.)

Fig. 1. Exact and approximate by $\log_2(1+x) \approx \sqrt{x}$ capacities versus SNR for various transmit and receive array configurations; 1 – $N_T = 8, N_R = 8$ (exact); 2 – $N_T = 8, N_R = 8$ (approx.); 3 – $N_T = 2, N_R = 8$ (exact); 4 – $N_T = 2, N_R = 8$ (approx.); 5 – $N_T = 8, N_R = 2$ (exact); 6 – $N_T = 8, N_R = 2$ (approx.); 7 – $N_T = 1, N_R = 1$ (exact); 8 – $N_T = 1, N_R = 1$ (approx.)

Таблица 1. Среднее значение ошибки аппроксимации пропускной способности, %
Table 1. Approximation error mean of capacity, %

| N_T/N_R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----------|----|---|---|---|----|----|----|----|----|----|
| 1 | 6 | 8 | 8 | 9 | 10 | 12 | 13 | 15 | 16 | 18 |
| 2 | 9 | 5 | 6 | 8 | 8 | 8 | 8 | 9 | 9 | 10 |
| 3 | 8 | 7 | 5 | 6 | 6 | 7 | 7 | 8 | 8 | 8 |
| 4 | 9 | 7 | 5 | 5 | 5 | 6 | 7 | 7 | 7 | 8 |
| 5 | 10 | 8 | 7 | 6 | 5 | 5 | 6 | 6 | 6 | 7 |
| 6 | 9 | 8 | 7 | 6 | 5 | 5 | 6 | 6 | 6 | 7 |
| 7 | 10 | 9 | 7 | 7 | 6 | 5 | 5 | 5 | 6 | 6 |
| 8 | 10 | 9 | 8 | 7 | 7 | 7 | 6 | 5 | 5 | 6 |
| 9 | 10 | 8 | 8 | 7 | 7 | 7 | 6 | 5 | 5 | 5 |
| 10 | 10 | 9 | 9 | 8 | 7 | 7 | 6 | 6 | 5 | 5 |

Аппроксимация пропускной способности вида ax^b для MIMO конфигурации

Наилучшая функциональная точность достигается при аппроксимации вида $\log_2(1+x) \approx ax^b$. Константы a и b выбираются с целью минимизации математического ожидания ошибки аппроксимации пропускной способности. В этом случае (1) можно представить в виде

$$C \approx W(P_s/P_n)^b E_\lambda \{a \times m \times (\lambda^b/N_T^b)\}. \quad (9)$$

Как и прежде, ширина полосы частот W и мощность передаваемого сигнала P_s не зависят от математического ожидания $E_\lambda \{a \times m \times (\lambda^b/N_T^b)\}$ случайного собственного значения λ в (8), обусловленного пропускной способностью когнитивной радиосистемы с MIMO конфигурацией. К сожалению, получить компактное математическое выражение, аналогичное (9), невозможно. Тем не менее математическое ожидание может быть легко рассчитано в конечной форме,

используя расширение квадрата представления Родригеса присоединенного многочлена Лагерра k -го порядка [17]

$$\mathcal{L}_k^{n-m}(\lambda) = \sum_{l=0}^k (-1)^l \frac{(k-n-m)!}{(k-l)!(n-m+l)!} \lambda^l, \quad (10)$$

и, считая интеграл по плотности распределения вероятностей $f_\lambda(\lambda)$, получаем после некоторых математических манипуляций

$$E_\lambda \{a \times m \times (\lambda^b / N_T^b)\} = \frac{a}{N_T^b} \sum_{k=0}^{m-1} \frac{k!}{(k+d)!} \times \left[\sum_{l=0}^k A_l^2(k, d) \hat{M}_{2l+d}(b) + \sum_{l_1, l_2=0}^k \sum_{l_2 \neq l_1} (-1)^{l_1+l_2} A_{l_1}(k, d) A_{l_2}(k, d) \hat{M}_{l_1+l_2+d}(b) \right], \quad (11)$$

где интеграл аппроксимации пропускной способности $\hat{M}_p(b)$ определяется и решается следующим образом [17]:

$$\hat{M}_p(b) = \int_0^\infty x^b x^p \exp(-x) dx = \Gamma(b+p+1). \quad (12)$$

Коэффициенты a и b , которые минимизируют среднюю ошибку аппроксимации между точным аналитическим определением пропускной способности когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией (3) и ее аппроксимацией, представленной в (9), определялись численным интегрированием. Полученные минимизированные средние значения ошибки аппроксимации представлены в табл. 2, в которой ошибка аппроксимации пропускной способности когнитивной радиосистемы не превышает 3 % для любых ММО конфигураций. Значения коэффициентов a и b представлены в табл. 3 и 4 соответственно для $1 \leq N_T \leq 10$ и $1 \leq N_R \leq 10$ при отношении сигнал/помеха (SNR) в диапазоне от 0 до 10 дБ.

Таблица 2. Минимизированное среднее значение ошибки аппроксимации, %
Table 2. Minimized approximation error mean, %

| N_T/N_R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----------|---|---|---|---|---|---|---|---|---|----|
| 1 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 2 | 3 | 2 | 3 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 | 2 |
| 3 | 3 | 2 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | 3 |
| 4 | 3 | 2 | 3 | 2 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 5 | 3 | 2 | 3 | 3 | 2 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 6 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 |
| 7 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 | 3 | 3 |
| 8 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | 2 | 2 |
| 9 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 | 2 |
| 10 | 3 | 2 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 3 | 2 |

Таблица 3. Коэффициент a для различных ММО конфигураций
Table 3. Coefficient a for various MIMO configurations

| N_T/N_R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| 1 | 0,95 | 1,15 | 1,30 | 1,50 | 1,50 | 1,50 | 1,75 | 1,75 | 1,75 | 1,75 |
| 2 | 1,10 | 1,05 | 1,05 | 1,20 | 1,30 | 1,30 | 1,30 | 1,50 | 1,50 | 1,50 |
| 3 | 1,05 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,15 | 1,20 | 1,20 | 1,30 | 1,30 | 1,30 |
| 4 | 1,05 | 1,10 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,15 | 1,20 | 1,20 | 1,20 | 1,30 |
| 5 | 1,05 | 1,05 | 1,10 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,15 | 1,15 | 1,20 |
| 6 | 1,05 | 1,05 | 1,10 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,15 | 1,15 |
| 7 | 1,05 | 1,05 | 1,10 | 1,00 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,15 |
| 8 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,00 | 1,00 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| 9 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,00 | 1,00 | 1,00 | 1,00 | 1,05 | 1,05 | 1,05 |
| 10 | 1,05 | 1,05 | 1,05 | 1,10 | 1,00 | 1,00 | 1,00 | 1,00 | 1,05 | 1,05 |

Таблица 4. Коэффициент b для различных MIMO конфигураций
Table 4. Coefficient b for various MIMO configurations

| N_T/N_R | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
|-----------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|
| 1 | 0,55 | 0,45 | 0,40 | 0,35 | 0,35 | 0,35 | 0,30 | 0,30 | 0,30 | 0,30 |
| 2 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,45 | 0,40 | 0,40 | 0,40 | 0,35 | 0,35 | 0,35 |
| 3 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,45 | 0,45 | 0,45 | 0,40 | 0,40 | 0,40 |
| 4 | 0,55 | 0,50 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,45 | 0,45 | 0,45 | 0,45 | 0,40 |
| 5 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,45 | 0,45 | 0,45 |
| 6 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,45 | 0,45 |
| 7 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,45 |
| 8 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,50 | 0,50 |
| 9 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,50 | 0,50 |
| 10 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,55 | 0,50 | 0,50 |

На рис. 2 представлены точные аналитические значения пропускной способности когнитивной радиосистемы и аппроксимация пропускной способности, тождественная преобразованию ax^b для анализируемых MIMO конфигураций в когнитивной радиосистеме. По сравнению с результатами, представленными на рис. 1, наблюдается более близкое сходство с кривыми аналитической пропускной способности и формируется достаточно управляемое решение. Два вида предлагаемой аппроксимации пропускной способности когнитивной радиосистемы с MIMO конфигурацией применимы для процессов оптимизации, что позволяет расширить протоколы передачи данных в когнитивной радиосистеме с MIMO конфигурацией, предложенные в [8].

Рассматриваемые виды аппроксимаций пропускной способности в когнитивных радиосистемах могут также использоваться для разработки алгоритмов расписания в системах радиовещания с MIMO конфигурацией и в системах с множественным доступом, обеспечивая при этом пропускную способность, близкую к оптимальной. Полученные методики расчета пропускной способности когнитивной радиосистемы с MIMO конфигурацией могут быть использованы для анализа пропускной способности при наличии произвольного числа передающих антенн с учетом пространственной корреляции сигналов при использовании квазиортогонального кодирования сигналов.

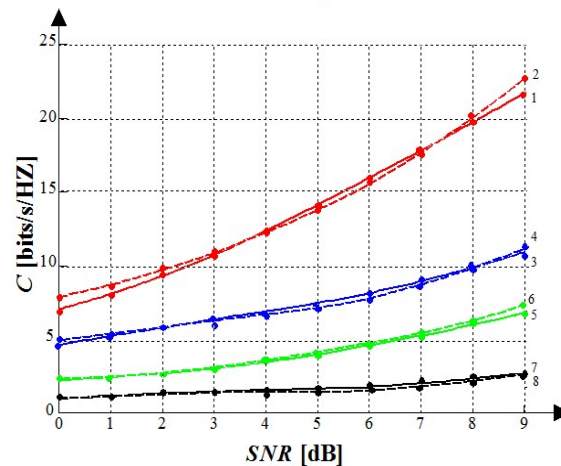


Рис. 2. Пропускная способность, полученная точным расчетом и с помощью аппроксимации $\log_2(1+x) \approx ax^b$ как функция отношения сигнал/помеха при различных конфигурациях передающей и приемной антенн: 1 – $N_T = 8, N_R = 8$ (точный); 2 – $N_T = 8, N_R = 8$ (аппрок.); 3 – $N_T = 2, N_R = 8$ (точный); 4 – $N_T = 2, N_R = 8$ (аппрок.); 5 – $N_T = 8, N_R = 2$ (точный); 6 – $N_T = 8, N_R = 2$ (аппрок.); 7 – $N_T = 1, N_R = 1$ (точный); 8 – $N_T = 1, N_R = 1$ (аппрок.)

Fig. 2. Exact and approximate by $\log_2(1+x) \approx ax^b$ capacities versus SNR for various transmit and receive array configurations; 1 – $N_T = 8, N_R = 8$ (exact); 2 – $N_T = 8, N_R = 8$ (approx.); 3 – $N_T = 2, N_R = 8$ (exact); 4 – $N_T = 2, N_R = 8$ (approx.); 5 – $N_T = 8, N_R = 2$ (exact); 6 – $N_T = 8, N_R = 2$ (approx.); 7 – $N_T = 1, N_R = 1$ (exact); 8 – $N_T = 1, N_R = 1$ (approx.)

Заключение

Оптимизация пропускной способности для когнитивной радиосистемы и сетей специального назначения требует оптимального распределения относительной ширины полосы частот αW и/или относительной мощности передаваемого сигнала βP_s для заданной ММО конфигурации.

Вследствие нелинейного характера пропускной способности (логарифмическая зависимость), не представляется возможным оптимизировать пропускную способность когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией аналитическим образом. В настоящей работе предлагаются два вида функциональной аппроксимации пропускной способности когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией при наличии рэлеевских замираний в канале связи.

Первый вид аппроксимации представляет собой наиболее простой вид функциональной аппроксимации $\log_2(1+x) \approx \sqrt{x}$ и применяется с целью демонстрации того факта, что ширина полосы частот W и мощность передаваемого сигнала P_s в выражении для пропускной способности не связаны с довольно-таки сложным слагаемым, представляющим собой пропускную способность когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией. Следовательно, простые методики осуществления аппроксимации пропускной способности вполне применимы и приводят к аналитическим алгоритмам распределения ресурсов. Недостатком такой простой аппроксимации является тот факт, что ошибка аппроксимации довольно-таки высокая, более 5 % для большинства видов ММО конфигураций в когнитивной радиосети. Второй вид аппроксимации пропускной способности когнитивной радиосети, более точный и довольно-таки простой, является функциональной зависимостью вида $\log_2(1+x) \approx ax^b$, также исследуется в настоящей работе. Использование второго вида аппроксимации пропускной способности позволяет получать минимальные средние ошибки аппроксимации не более 3 % для любой ММО конфигурации когнитивной радиосистемы. Минимальные средние ошибки аппроксимации пропускной способности когнитивных радиосистем с ММО конфигурацией определяются методами численного интегрирования.

Таким образом, предлагаемые виды функциональной аппроксимации пропускной способности когнитивной радиосистемы с ММО конфигурацией позволяют осуществлять более точно разработку стратегий по распределению ресурсов когнитивной радиосети без необходимости осуществления оптимизации на основе методов численного интегрирования, требующей значительных вычислительных ресурсов и временных затрат.

Список литературы / References

1. Foschini G.J. and Gans M.J. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Communications*. 1998;6(5):311-335.
2. Kai Liu, Cheng Tao, Liu Liu, Yinsheng Liu, Yongzhi Li, Yanping Lu. Analytical approximation for capacity in massive MIMO systems. *Wireless Personal Communications*. 2017; 97:4551-4561.
3. Yinsheng Liu, Yongzhi Li, Cheng Tao. Noise power estimation in SC-FDMA systems. *IEEE Wireless Communications Letters*. 2015;4(2):217-220.
4. Pand S., Shafi, M. An approximate capacity distribution for MIMO systems. *IEEE Transactions on Communications*. 2004;52(6):887-890.
5. Felipe de Figueiredo A.P., Dias C.F., Eduardo de Lima R., Fraidenraich G. Capacity bounds for dense massive MIMO in a line-of-sight propagation environment. *Sensors*. 2020;20:520. DOI: 10.3390/s20020520.
6. Dohler M., Gkelias A., Aghvami H. A resource allocation strategy for distributed MIMO multi-hop communication systems. *IEEE Communications Letters*. 2004;8(2):99-101.
7. Nafkha A., Bonnefoi R. Upper and lower bounds for the ergodic capacity of MIMO Jacobi fading channels. *Optics Express*. 2017;25(11):12145-12151.
8. Perez J., Ibanez J., Vielva L., Santamaria I. Closed-form approximation for the outage capacity of orthogonal STBC. *IEEE Communications Letters*. 2005; 9(11):961-963.
9. Ng S.X., Hanzo L. On the MIMO channel capacity of multi-dimensional signal sets. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*. 2006;55(2):528-536.
10. Gershman A.B., Sidoropoulos N.D. *Space-Time Processing for MIMO Communications*. New York, USA: Wiley & Sons Inc; 2005.

11. Vucetic B., Yuan J. *Space-Time Coding*. New York, USA: Wiley & Sons Inc; 2003.
12. *Communications Systems: New Research* / Ed.: V.P. Tuzlukov. New York: NOVA Science Publishers, Inc. 2013.
13. Yankov M.P., Forchhammer S., Larsen K.J., Christensen L.P.B., Approximating the constellation constrained capacity of the MIMO channel with discrete input. In *Proceedings of the IEEE International Conference on Communications*. 2015. DOI: 10.1109/ICC.2015.7248952.
14. Tuzlukov V.P. *Advances in Signal Processing*. Chapter 2: Signal processing by generalized receiver in wireless communications systems over fading channels. Barcelona, Spain: IFSA Publishing Corp. 2021:55-111.
15. Hongyuan Zhang, Huaiyn Dai On the capacity of distributed MIMO systems. In *Proceedings of the 2004 International Conference on Information Sciences and Systems*. Princeton University, USA. 2004, March 17–19.
16. Lian Yang, Khalid Qarage, Erchin Serpedin, Mohamed-Slim Alouini. Capacity analysis of spectrum sharing spatial multiplexing MIMO systems. *Physical Communications*. 2014;Part C:109-119.
17. Gradshteyn I.S., Ryshik I.M. *Table of Integrals, Series, and Products*. 6th Ed. London, U.K.: Academia. 2000.

Сведения об авторе

Тузлуков В.П., д.ф.-м.н., профессор, заведующий кафедрой 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;
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Тузлуков Вячеслав Петрович

Information about the author

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

Address for correspondence

220096, Republic of Belarus,
Minsk, Uborevich st., 77,
Belarusian State Aviation Academy;
e-mail: slava.tuzlukov@mail.ru
Tuzlukov Vyacheslav Petrovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-62-70>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 681.142.2

ОЦЕНКА ПРИОРИТЕТОВ УПРАВЛЕНИЙ НА ОСНОВЕ МАТРИЦЫ ПАРНЫХ СРАВНЕНИЙ

О.В. ГЕРМАН, Ю.О. ГЕРМАН, М.В. КУЗНЕЦОВ

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

Поступила в редакцию 26 октября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В статье содержится описание модели и подхода для определения весов управлений (иных объектов) на основе матрицы парных сравнений. Исходные данные в матрице парных сравнений в неявном виде задают интервальные оценки для сравнения управлений. Интервальные оценки можно сравнительно просто построить, используя нечеткую метрическую шкалу Харрингтона. Предлагается эвристический метод определения приоритетов управлений, который стремится получить веса (приоритеты) управлений, минимально отклоняющиеся от граничных значений интервалов весов. Последние легко отыскать с помощью системы отношений, на базе которых построена матрица парных сравнений управлений. Для оценки статистической адекватности найденных приоритетов управлений используется коэффициент детерминации, значение которого на уровне 80 % и выше считается практически приемлемым для приложений. Критическое значение коэффициента детерминации может быть определено, например, с помощью критерия Фишера. При невыполнении условий статистической адекватности следует пересмотреть исходные данные в матрице парных сравнений. Приведен пример, иллюстрирующий описанный в статье метод. Основными достоинствами изложенного в статье подхода являются гибкость выбора интервальных оценок при парном сравнении управлений, относительная простота вычислительных расчетов, возможность контроля результатов расчетов с помощью статистических критериев. Описанный метод развивает подход авторов к принятию антикризисных управлений за счет адаптации приоритетов управлений к условиям производственной системы и ее окружения.

Ключевые слова: матрица парных сравнений управлений, приоритеты управлений на основе интервальных оценок парных сравнений, статистическая адекватность оценок.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Герман О.В., Герман Ю.О., Кузнецов М.В. Оценка приоритетов управлений на основе матрицы парных сравнений. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 62-70.

EVALUATION OF CONTROL PRIORITIES BASED ON A MATRIX OF PAIRED COMPARISONS

OLEG V. GERMAN, JULIA O. GERMAN, MIKHAIL V. KUZNETSOV

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

Submitted 26 October 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The article contains a description of the model and approach for determining the weights of controls (other objects) based on a matrix of pairwise comparisons. The initial data in the matrix of paired comparisons implicitly specify interval estimates for comparison of controls. Interval estimates can be constructed relatively easily using Harrington's fuzzy metric scale. A heuristic method for determining the priorities of controls is proposed, which seeks to obtain weights (priorities) of controls that deviate minimally from the boundary values of the weight intervals. The latter are easy to find using the system of relations, on the basis of which the matrix of pairwise comparisons of controls is built. To assess the statistical adequacy of the found control priorities, the determination coefficient is used, the value of which at the level of 80 % and above is considered practically acceptable for applications. The critical value of the coefficient of determination can be determined, for example, using the Fisher criterion. If the conditions of statistical adequacy are not met, the initial data in the matrix of paired comparisons should be revised. An example is provided to illustrate the method described in the article. The main advantages of the approach described in the article are the flexibility of the choice of interval estimates for pairwise comparison of controls, the relative simplicity of computational calculations, and the ability to control the calculation results using statistical criteria. The described method develops the authors' approach to the adoption of anti-crisis management by adapting management priorities to the conditions of the production system and its environment.

Keywords: matrix of paired comparisons of controls, priorities of controls based on interval estimates of paired comparisons, statistical adequacy of solutions.

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

For citation. German O.V., German Ju.O., Kuznetsov M.V. Evaluation of Control Priorities Based on a Matrix of Paired Comparisons. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 62-70.

Введение

В работе авторов [1] предложена математическая модель для количественной оценки антикризисных управлений. В модели использованы приоритеты управляющих воздействий, взятые из [2] и представляющие собой постоянные числовые величины, полученные экспертным путем. Очевидно, этот момент проблематичен, поскольку не принимается во внимание специфика предприятия, внешние и внутренние условия деятельности и др. В связи с этим целесообразно сформулировать и решить проблему оценки весов антикризисных управлений исходя из некоторых формализованных посылок. При этом существенным является фактор неопределенности, изначально ориентирующий на выбор подхода, связанный с оценкой приоритетов альтернатив (факторов) в моделях многокритериального выбора решений в условиях неопределенности. В этой работе в качестве такой модели выбрана матрица парных сравнений факторов [3], которая используется, например, в методе иерархий Т. Саати [4], методе парных сравнений [5] и др.

Элементы матрицы парных сравнений, которые рассматриваются в этой статье, предполагают, что сравнительные оценки альтернатив принадлежат интервалам $[l, r]$. При этом $r^{-1} \neq l$ в общем случае, т. е. мы изначально отклоняемся от оценок Саати и условия

согласованности оценок вида $\mu(i, j) = \frac{1}{\mu(j, i)}$.

Очевидно, что используемый авторами статьи способ представления интервалов $[l, r]$ использует значение l в ячейке (i, j) матрицы парных сравнений и значение r в ячейке (j, i) , т. е. интервал для «реальных» сравнительных оценок альтернатив задан неявным образом. В статье показано, как найти приоритеты альтернатив, удовлетворяющие данным оценкам в среднестатистическом смысле. Излагается сравнительно простой вычислительный метод и способ проверки статистической адекватности полученных оценок исходным данным. Как результат представлен подход, развивающий идеи Саати с учетом способа представления исходных данных и вычисления весов (приоритетов) управлений.

Подходы к определению весов

Имеется несколько вариантов поиска весов альтернатив, отправляясь от матрицы парных сравнений [3]. Один из них [6] реализует нечеткий метод анализа иерархий Саати. Базовая идея [6] состоит в том, чтобы отыскиваемые нечеткие веса в максимальной степени соответствовали исходным данным, представленным в табл. 1. Альтернативным методом Саати является метод парных сравнений альтернатив [5]. Однако он прямо оперирует нечеткими отношениями предпочтения, что «уступает» методу Саати в гибкости – величины можно определить по шкале Саати, абстрагируясь от каких-либо конкретных реальных оценок. Таким образом, метод Саати дает большую в сравнении с методом парных сравнений гибкость в задании исходных данных, однако в нечеткой формулировке [6] проигрывает методу парных сравнений в сложности решаемой оптимизационной задачи. Цель авторов статьи – изложить некоторый компромиссный вариант, который «отправляется» от исходных данных в форме неявно заданных интервалов, причем вычисления весов реализуются существенно проще. Задание парных отношений в форме интервалов увеличивает гибкость метода, в определенной степени сближая четкий и нечеткий подход к оценке весов факторов (управлений).

Исходная модель и постановка задачи

В [1] используется целевой функционал вида

$$F = \sum_k w_k \cdot U_k \rightarrow \max, \quad (1)$$

где U_k – управляющие воздействия и w_k – их веса. Введены ограничения на реализацию управлений (которые мы здесь не обсуждаем) исходя из требуемых ресурсов и их наличия. Сделаем акцент на способе определения весов w_k . Исходной будем считать матрицу парных сравнений значимости управлений (табл. 1).

Таблица 1. Матрица парных сравнений
Table 1. The paired comparisons matrix

| Управление / Operation | U_1 | U_2 | | U_N |
|---------------------------|------------|------------|-------|------------|
| U_1 | 1 | μ_{12} | | μ_{1N} |
| U_2 | μ_{21} | 1 | | μ_{2N} |
| | | | | |
| U_N | μ_{N1} | μ_{N2} | | 1 |

Величина μ_{ij} показывает, во сколько раз управление U_i значимее (менее значимо), чем управление U_j . Согласно подходу Т. Саати, имеет место соотношение

$$\forall \alpha, \beta \quad \mu(\alpha, \beta) = \frac{1}{\mu(\beta, \alpha)}, \quad (2)$$

которое допускается нарушать в определенных пределах [3]. Заметим, что $\mu(\alpha, \beta)$ находятся в диапазоне $[0, 10]$, т. е. не являются нечеткими.

Пусть $\mu(\alpha)$ – вес управляющего воздействия α . Тогда

$$\mu(\alpha) = \mu(\beta) \cdot \mu(\alpha, \beta); \quad \mu(\beta) = \mu(\alpha) \cdot \mu(\beta, \alpha). \quad (3)$$

Получим общую систему соотношений из (3):

$$\begin{aligned} \mu(2) &= \mu(1) \cdot \mu(2, 1), \\ \mu(3) &= \mu(1) \cdot \mu(2, 1) \cdot \mu(3, 2), \\ &\dots \\ \mu(n) &= \mu(1) \cdot \mu(2, 1) \cdot \mu(3, 2) \cdot \dots \cdot \mu(n, n-1). \end{aligned} \quad (4)$$

Дополнительно учитываем условие нормирования

$$\sum_i \mu(i) = 1, \quad \mu(i) \geq 0. \quad (5)$$

Из тех же соображений:

$$\begin{aligned} \mu(2) &= \mu(1) \cdot \frac{1}{\mu(1, 2)}, \\ \mu(3) &= \mu(1) \cdot \frac{1}{\mu(1, 2)} \cdot \frac{1}{\mu(2, 3)}, \\ &\dots \\ \mu(n) &= \mu(1) \cdot \frac{1}{\mu(1, 2)} \cdot \frac{1}{\mu(2, 3)} \cdot \dots \cdot \frac{1}{\mu(n-1, n)}. \end{aligned} \quad (6)$$

Наша задача состоит в том, чтобы попытаться максимально согласовать решения (4) – (6). С этой целью введем дополнительные переменные, получая в итоге следующую задачу:

$$F = \sum_{i,j:i < j} \lambda_{ij}^2 \rightarrow \min,$$

$$\begin{aligned} (1) \quad \mu(2) &= \mu(1) \cdot (\mu(2, 1) + \lambda_{21}), \\ (2) \quad \mu(3) &= \mu(1) \cdot (\mu(2, 1) + \lambda_{21}) \cdot (\mu(3, 2) + \lambda_{32}), \\ &\dots \\ (n) \quad \mu(n) &= \mu(1) \cdot (\mu(2, 1) + \lambda_{21}) \cdot (\mu(3, 2) + \lambda_{32}) \cdot \dots \cdot (\mu(n, n-1) + \lambda_{n, n-1}), \\ (n+1) \quad \mu(2) &= \mu(1) \cdot \left(\frac{1}{\mu(1, 2)} + \lambda_{12}\right), \\ (n+2) \quad \mu(3) &= \mu(1) \cdot \left(\frac{1}{\mu(1, 2)} + \lambda_{12}\right) \cdot \left(\frac{1}{\mu(2, 3)} + \lambda_{23}\right), \\ &\dots \\ (2n) \quad \mu(n) &= \mu(1) \cdot \left(\frac{1}{\mu(1, 2)} + \lambda_{12}\right) \cdot \left(\frac{1}{\mu(2, 3)} + \lambda_{23}\right) \cdot \dots \cdot \left(\frac{1}{\mu(n-1, n)} + \lambda_{n-1, n}\right), \\ \sum_i \mu(i) &= 1, \quad \mu(i) \geq 0. \end{aligned} \quad (7)$$

Имеем нелинейную оптимизационную задачу с $n + n^2$ переменными и $2n - 1$ ограничениями. Рассмотрим один из способов ее решения.

Отыскание весов управлений

Задачу можно упростить, если принять

$$\lambda_{ij} = -\lambda_{ji}. \quad (8)$$

В этом случае ее решение становится простым. Найдем пару уравнений вида:

$$\begin{aligned} \mu(j) &= \mu(i) \cdot (\mu(j, i) + \lambda_{ij}), \\ \mu(j) &= \mu(i) \cdot \left(\frac{1}{\mu(i, j)} - \lambda_{ij} \right). \end{aligned} \quad (9)$$

Отсюда получаем

$$\lambda_{ij} = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\mu(i, j)} - \mu(j, i) \right). \quad (10)$$

Среди всех i, j определим ту пару индексов ($i \neq j$), для которой абсолютная величина λ_{ij} минимальна и не равна 0. Скорректируем значения:

$$\begin{aligned} \mu^*(j, i) &= \mu(j, i) + \lambda_{ij}, \\ \mu^*(i, j) &= \frac{1}{\mu^*(j, i)}. \end{aligned} \quad (11)$$

В (7) заменим $\mu(j, i)$ на $\mu^*(j, i)$, $\mu(i, j)$ на $\mu^*(i, j)$.

Повторяем процесс. Находим очередную пару (9) с минимальным значением (10). Изменяем значения согласно (11). Повторяем процесс для отыскания других оставшихся значений λ_{ij} . Далее покажем, что значения λ_{ij} можно получить прямо из табл. 1.

Пусть все значения $\mu^*(i, j)$ найдены. Воспользуемся условием нормирования (5) и определим μ_1 из формулы

$$\mu_1(1 + \mu^*(2, 1) + \mu^*(2, 1) \cdot \mu^*(3, 2) + \dots + \mu^*(2, 1) \cdot \mu^*(3, 2) \cdot \dots \cdot \mu^*(n, n-1)) = 1. \quad (12)$$

Найдя μ_1 и используя (4), определим значения весов других управлений. Остается сделать заключительный ход – пронормировать (если требуется) полученные значения μ_i для выполнения условия (5). Следующий шаг – статистическая проверка адекватности решения, заключающаяся в применении статистического критерия для оценки близости расчетных данных и данных исходной таблицы парных сравнений.

Статистическая проверка адекватности решения

Следует проверить полученное решение на статистическую адекватность исходным данным в матрице парных сравнений. Будем сравнивать значений весов μ_i^* управлений U_i , рассчитанных исходя из (11) и значений весов, определяемых из исходной матрицы парных сравнений. В исходной матрице парных сравнений мы имеем два множества весов управлений. Одно из них с элементами μ_i^a рассчитывается по формулам (7,1) – (7,n), второе с элементами μ_i^b – по формулам (7,2) – (7,2n). Рассчитанные нами значения μ_i^* должны быть статистически близки и к первым, и ко вторым значениям.

Будем использовать коэффициент детерминации, который применяют для сравнения модельных и реальных значений. Коэффициент детерминации определяется как $1 - u/v$, где u – сумма квадратов разностей реальных и полученных модельных значений μ_i^* весов управлений, определяемых на основе соотношений (4), (6), (12); v – это сумма квадратов разностей реальных значений μ_i^a (μ_i^b) и среднего значения на множестве реальных значений. Коэффициент детерминации должен стремиться к 1. На практике хорошим считается значение коэффициента детерминации, близкое к 80 % и выше (критическое значение коэффициента детерминации можно искать с помощью критерия Фишера). Если эта ситуация имеет место, то можно удовлетвориться найденным решением. В противном случае (значение коэффициента ниже критического) следует пересмотреть исходную матрицу парных сравнений на предмет коррекции (этот вопрос в настоящей работе не рассматриваем).

Описание метода вычисления весов альтернатив на примере

Обратимся к примеру. Пусть управляющие воздействия представлены следующим перечнем (сокращенным вариантом [2] с указанием оценок по шкале Харрингтона [7]):

- увеличение финансирования основного производства (финансовые вливания) (низкая) – U_1 ;
- сокращение численности работающих (средняя) – U_2 ;
- изменение условий труда и организации производственного процесса (средняя) – U_3 ;
- создание интегрированной информационной системы предприятия или модернизация имеющейся (средняя) – U_4 ;
- снижение затрат (себестоимости) (высокая) – U_5 .

Для заполнения матрицы воспользуемся шкалой Харрингтона (разумеется, можно использовать для этих целей и шкалу Саати). Шкала Харрингтона – это многоинтервальная дискретная вербально-числовая шкала, состоящая из пяти интервалов единичного отрезка, характеризующих степень приближения к некоторому идеалу:

- очень высокая (0,8 – 1,0);
- высокая (0,63 – 0,8);
- средняя (0,37 – 0,63);
- низкая (0,2 – 0,37);
- очень низкая (0 – 0,2).

Дадим предварительные интервальные оценки управления исходя из этой шкалы:

$$U_1 = [0,2 - 0,5]; U_2 = [0,6 - 0,7]; U_3 = [0,4 - 0,5]; U_4 = 0,4; U_5 = [0,8 - 0,9].$$

Отправляясь от этих предварительных оценок, составим матрицу парных сравнений. Возьмем, например, управления U_1, U_2 . Исходя из заданных интервальных оценок, максимальное значение отношения $\mu(1,2) = 0,5/0,6 \approx 0,83$; максимальное значение отношения $\mu(2,1) = 0,7/0,2 = 3,5$. По аналогии получаем другие значения (табл. 2):

Таблица 2. Матрица парных сравнений на основе заданных интервальных оценок
Table 2. The paired comparisons matrix on the basis of the given interval estimations

| Управление / Operation | U_1 | U_2 | U_3 | U_4 | U_5 |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| U_1 | 1 | 0,83 | 1,25 | 1,25 | 0,63 |
| U_2 | 3,5 | 1 | 1,75 | 1,75 | 0,87 |
| U_3 | 2,5 | 0,83 | 1 | 1,25 | 0,63 |
| U_4 | 2 | 0,66 | 1 | 1 | 0,5 |
| U_5 | 4,5 | 1,5 | 2,25 | 2,25 | 1 |

Составим табл. 3, в которую занесем модули расчетных соотношений (10).

Таблица 3. Интервальные оценки, пересчитанные согласно соотношениям (10)
Table 3. Interval estimations re-defined accordingly to relationships (10)

| Управление / Operation | U_1 | U_2 | U_3 | U_4 | U_5 |
|------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| U_1 | 0 | 1,14 | 0,85 | 0,6 | 1,45 |
| U_2 | 0,27 | 0 | 0,13 | 0,42 | 0,67 |
| U_3 | 0,42 | 0,27 | 0 | 0,3 | 0,46 |
| U_4 | 0,38 | 0,64 | 0,125 | 0 | 0,125 |
| U_5 | 0,09 | 0,23 | 0,129 | 0,19 | 0 |

Из таблицы найдем для каждой пары (i, j) и (j, i) минимальное значение, которое и используем в качестве корректирующей величины λ_{ij} . Применим формулу (11) с учетом знака λ_{ij} . В результате получим новую таблицу сравнительных значений приоритетов (табл. 4).

Таблица 4. Скорректированная таблица парных сравнений
Table 4. The corrected table of the paired comparisons

| Управление / Operation | U_1 | U_2 | U_3 | U_4 | U_5 |
|---------------------------|-------|-------|-------|-------|-------|
| U_1 | 1 | 0,56 | 0,83 | 0,87 | 0,54 |
| U_2 | 1,78 | 1 | 1,62 | 1,33 | 0,78 |
| U_3 | 1,2 | 0,61 | 1 | 1,14 | 0,47 |
| U_4 | 1,15 | 0,75 | 0,875 | 1 | 0,375 |
| U_5 | 1,85 | 1,27 | 2,12 | 2,66 | 1 |

Найдем веса управлений, исходя из табл. 4 и формул (7,1) – (7,n). Также найдем веса управлений из исходной таблицы парных сравнений (по формулам (7,1) – (7,n), (7,n+1) – (7,2n)). Данные (нормированы) помещены в табл. 5.

Таблица 5. Проверка статистической адекватности
Table 5. Checking up the statistical adequacy

| Интервальные оценки приоритетов / Interval priority assessments | μ_i^* | μ_i^a | μ_i^b | d_1 | d_2 |
|--|-----------|-----------|-----------|-------|-------|
| U_1 | 0,14 | 0,074 | 0,185 | – | – |
| U_2 | 0,25 | 0,26 | 0,23 | | |
| U_3 | 0,18 | 0,185 | 0,148 | | |
| U_4 | 0,16 | 0,148 | 0,148 | | |
| U_5 | 0,27 | 0,33 | 0,29 | | |
| Коэффициент детерминации / Determination coefficient | | | | 0,8 | 0,74 |

В нижней строке таблицы привели значения коэффициентов детерминации. В целом эти значения можно считать приемлемыми и принять найденные значения весов μ_i^* .

Заключение

Представленный в статье подход сочетает в себе достоинства метода Т. Саати и метода парных сравнений. В какой-то мере можно говорить, что он развивает метод Т. Саати в части использования в матрице приоритетов интервальных значений вместо точечных. Более того, в отличие от метода Саати исходная матрица парных сравнений «не привязана» к оценочной шкале Саати. Парные оценки управлений неявно построены как интервальные. Это делает подход более универсальным, поскольку он «мало чувствителен» к формированию исходных данных для матрицы парных сравнений. Интервальные оценки также менее подвержены ошибкам, делают выбор более «естественным». Кроме того (дополнительно к сказанному), используется достаточно общая оценочная шкала Харрингтона для выбора оценок для сравнений. В то же время вычислительная техника, реализуемая в описанном методе, сравнительно проста. Вопрос, следовательно, связывается с объективностью результирующих оценок весов управлений. Решение этого вопроса увязывается с проверкой статистической адекватности рассчитанных весов управлений граничным значениям интервалов $[l, r]$.

Для проверки адекватности использовался коэффициент детерминации. При неудовлетворительном результате проверки нужно пересмотреть значения исходных величин в матрице парных сравнений. Из примера, приведенного в статье, видно, что рассчитываемые веса стремятся наименьшим образом уклоняться от априорных весов, вычисляемых по формулам (4), (6). Таким образом, только большая разбежка в априорных весах может быть причиной неприемлемых значений коэффициентов детерминации. Этот вопрос оставлен авторами для последующего анализа. Предложенный подход может быть использован в моделях антикризисного управления, например, [8, 9]. Он также имеет самостоятельное значение при построении систем многокритериального выбора решений, особенно в условиях неполноты информации.

Список литературы

1. Герман О.В., Кузнецов М.В. Количественная оценка нечетких антикризисных управлений. *Доклады БГУИР*. 2021;19(2):83-90.
2. Starosta A. Anti-crisis Management Strategies. The case of companies in the Greater Poland Voivodeship. *Management*. 2014;18(1):256-265.
3. Krejci I. *Pairwise comparison mayrices and their fuzzy extension*. Berlin: Springer; 2018.
4. Saati T. *Fundamentals of decision making and priority theory with the AHP*. Pitsburg: RWS Publication; 1994.
5. Живицкая Е.Н., Одежская О.П. *Системный анализ и проектирование информационных систем*. Минск: БГУИР; 2005.
6. Laarhoven V., Pedrycz W. A fuzzy extension of Saaty's priority theory. *Fuzzy Sets and Systems*. 1983;11(1-3):229-241.
7. Самохвалов Ю.Я., Бурба О.И. Оценка эффективности научных и научно-технических проектов на основе обобщенной функции Харрингтона. *Системы управления, навигации и связи*. 2018;4(50):77-85.
8. Tarasova H., Zaharov S., Vereskun M., Kolosok V. Preventive anticrisis strategy for development of industrial enterprise. *Independent journal of management and production*. 2018;10(5):1405-1420.
9. Герман О.В., Герман Ю.О., Кузнецов В.М. Подход к выбору управления в системе кластеров. *Труды БГТУ. Сер.: Физико-математические науки и информатика*. 2020;230(1):63-68.

References

1. German O.V., Kuznetsov M.V. [Quantitative estimation of the fuzzy crisis management]. *Doklady BGUIR = Doklady BGUIR*. 2021;19(2):83-90. (In Russ)
2. Starosta A. Anti-crisis Management Strategies. The case of companies in the Greater Poland Voivodeship. *Management*. 2014;18(1):256-265.
3. Krejci I. *Pairwise comparison mayrices and their fuzzy extension*. Berlin: Springer; 2018.
4. Saati T. *Fundamentals of decision making and priority theory with the AHP*. Pitsburg: RWS Publication; 1994.
5. Zivitskaya E.N., Odemskaja O.P. [*Sistemnyi analiz i proektirovanie informacionnyh system*]. Minsk: BSUIR; 2005. (In Russ)
6. Laarhoven V., Pedrycz W. A fuzzy extension of Saaty's priority theory. *Fuzzy Sets and Systems*. 1983;11(1-3):229-241.
7. Samohvalov Yu.Ya., Burba O.I. [Efficiency estimation of the scientific and science-technology projects on the basis of a generalized Harrington's function]. *Control, navigation and communication systems*. 2018;4(50):77-85. (In Russ)
8. Tarasova H., Zaharov S., Vereskun M., Kolosok V. [Preventive anticrisis strategy for development of industrial enterprise]. *Independent journal of management and production*. 2018;10(5):1405-1420. (In Russ)
9. German O.V., German J.O., Kuznetsov M.V. [An approach to control choice in the system of clusters]. *Proceedings of Belarussian technological university = Trudy BGTU, Ser. of Physical and Mathematical Sciences and Informatics*. 2020;230(1):63-68. (In Russ)

Вклад авторов

Герман О.В. определил общую концепцию работы, написал введение и заключение.

Герман Ю.О. указала способ применения коэффициента детерминации в рамках реализованного подхода, написала введение, подраздел по проверке адекватности решения, заключение.

Кузнецов М.В. разработал модель и конкретизировал способ расчета приоритетов управлений.

Authors' contribution

German O.V. defined the general concept of the work, wrote the introduction and conclusion.

German Yu.O. indicated the method of applying the coefficient of determination within the framework of the implemented approach, wrote an introduction, a subsection on verifying the adequacy of a solution, and a conclusion.

Kuznetsov M.V. developed a model and specified a way to get the priorities of the controls.

Сведения об авторах

Герман О.В., к.т.н., доцент кафедры информационных технологий автоматизированных систем Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Герман Ю.О., к.т.н., доцент кафедры программного обеспечения информационных технологий Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Кузнецов М.В., аспирант кафедры информационных технологий автоматизированных систем 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. +375-029-612-42-32;
e-mail: ovgerman@tut.by
Герман Олег Витольдович

Information about the authors

German O.V., Cand. of Sci, Associate Professor at the Department of Information Technologies of Automated Systems of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

German Ju.O., Cand. of Sci., Associate Professor at the Department of Information Technologies Software of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kuznetsov M.V., Ph.D. student at the Department of Information Technologies of Automated Systems of the Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-029-612-42-32;
e-mail: ovgerman@tut.by
German Oleg Vitoldovich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-71-77>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.396.96

ПРОЕКТНЫЙ ОБЛИК МОБИЛЬНОЙ РЛС МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ПОВЫШЕННОЙ ФУНКЦИОНАЛЬНОСТЬЮ

И.С. САДОВСКИЙ, Ю.Ю. БОБКОВ, И.Ю. МАЛЕВИЧ

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

Поступила в редакцию 1 ноября 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Современным этапом развития радиолокационной техники метрового диапазона является разработка мобильных радиолокационных станций (РЛС) с расширенными функциями обзора пространства, формирования и обработки сигналов. Такие РЛС обеспечивают измерение координат воздушных объектов в 3D-пространстве с адаптивной сменой рабочей частоты, параметров зондирующего сигнала, поляризации и, наряду с решением непосредственно радиолокационных задач, позволяют проводить интегрированную обработку информации, выполнять анализ электромагнитной обстановки, вести радиоразведку, подавление помех, обладают высокой мобильностью и скрытностью. Достижение этих свойств возможно благодаря использованию цифровых антенных решеток с твердотельными цифровыми приемо-передающими модулями, модульному построению всех систем РЛС, использованию технологий цифрового диаграммообразования, адаптивных алгоритмов пространственно-временной и статистической обработки принимаемых сигналов. Проектный облик РЛС метрового диапазона, обладающей повышенной эффективностью и информативностью радиолокационного приема, возможностью быстрого перемещения и развертывания, рассмотрен в настоящей работе. Предложенная РЛС позволяет обеспечить измерение координат воздушных объектов в 3D-пространстве, выполнить дальнейшее обнаружение, сопровождение воздушных объектов всех типов, включая выполненные по стелс-технологии, проводить интегрированную обработку информации, радиоразведку, анализ электромагнитной обстановки и подавление помех, в том числе преднамеренных, создаваемых средствами радиоэлектронной борьбы.

Ключевые слова: РЛС метрового диапазона, цифровая антенная решетка.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Садовский И.С., Бобков Ю.Ю., Малевич И.Ю. Проектный облик мобильной РЛС метрового диапазона с повышенной функциональностью. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 71-77.

PROTOTYPE OF MOBILE METER WAVEBAND RADAR WITH IMPROVED FUNCTIONALITY

IGOR S. SADOVSKIY, YURI Y. BOBKOV, IGOR Y. MALEVICH

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

Submitted 1 November 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Actual stage of meter waveband radar evolution is the design of mobile radar with improved surveillance functions, as well as signal generation and processing. Such radars measure coordinates of aircraft in 3D space with adaptive change of operation frequency, parameters of probing signal, and polarization. Except radiolocation tasks, such radars allow to carry out integral information processing, EM analysis, ELINT, as well as jamming and clutter canceling, and must have height mobility and secrecy properties. The achievement of these properties is possible due to the application of digital antenna arrays with digital solid-state Tx/Rx modules, modular construction of all radar subsystems, digital beamforming technology, adoptive algorithms of space-time, and statistical processing of received signals. The prototype of meter-wavelength band radar system with height effectivity and informativity of radiolocation receiving, with the capability of fast moving and deploying is review in this article. The proposed radar system allows to provide measuring coordinates of an aircraft in 3D space, large distance detection, tracking and targeting of all types of aircrafts (including stealth aircrafts), carry out integral processing of radiolocation information, ELINT, EM analysis, as well as jamming and clutter canceling.

Keywords: VHF-band radar, digital antenna array.

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

For citation. Sadvovskiy I.S., Bobkov Y.Y., Malevich I.Y. Prototype of Mobile Meter Waveband Radar with Improved Functionality. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 71-77.

Введение

Мобильные радиолокационные станции (РЛС) метрового диапазона характеризуются высокой эффективностью работы, которая, прежде всего, обусловлена применяемыми длинами волн, совпадающих с резонансным участком характеристик рассеяния большинства воздушных объектов, малым влиянием гидрометеоров, относительно высокими показателями когерентной компенсации мешающих отражений [1–4], а также простотой и оперативностью организации радиолокационного поля.

Одним из современных трендов развития радиолокационных средств диапазона метровых длин волн (далее – МВ) является расширение функций обзора пространства, формирования и обработки сигналов. Такие системы, реализуя измерение координат воздушных объектов в 3D-пространстве с адаптивной сменой рабочей частоты, параметров зондирующего сигнала (ЗС), поляризации, проводят радиоразведку, анализ электромагнитной обстановки, подавление помех, интегрированную обработку информации и одновременно выполняют обнаружение и сопровождение воздушных объектов всех типов.

Анализ выполненных проектов по разработке и модернизации мобильных РЛС метрового диапазона и полученных технических характеристик образцов показывает, что реализация комплекса многофункциональных свойств требует рассмотрения новых подходов и изменения концепции построения системы.

Концепция построения

В общем случае задачи повышения функциональности и реализации актуальных для РЛС метрового диапазона технических характеристик (табл. 1) совместно могут быть решены в классе радиолокационных средств с цифровыми антенными решетками (ЦАР) [5–9].

Таблица 1. Актуальные параметры и технические характеристики РЛС диапазона МВ
Table 1. Actual parameters and technical characteristics of VHF radar

| Параметры и характеристики Parameters and characteristics | Значение Values |
|---|--------------------|
| Дальность обнаружения цели с $RCS = 2\text{м}^2$, км | 300...400 |
| Диапазон обнаружения воздушных объектов по высоте, км | 0,1...20 (30) |
| Диапазон обнаружения по азимуту, град | 0...360 |
| Диапазон обнаружения по углу места, град | 0,5...60 (70) |
| Диапазон электронного сканирования по азимуту, град, не менее | ± 30 |
| Диапазон обработки по скорости, м/с | 0...3000 |
| Ошибка по дальности, м | 50...200 |
| Ошибка по азимуту, град | 0,5...0,7 |
| Ошибка по скорости, м/с | 3...5 |
| Коэффициент подавления мешающих отражений, дБ | 45...60 |
| Коэффициент подавления активных шумовых помех (АШП), дБ, не менее | 15 |
| Подавление боковых лепестков | + |
| Быстрая перестройка несущей частоты | + |
| Быстрое изменение поляризации | + |
| Быстрое изменение типа зондирующего сигнала | + |
| Возможность определения высоты (эшелона) цели | + |
| Наличие аппаратуры радиолокационного запроса | + |
| Наличие аппаратуры ADS-B | + |
| Выполнение всех функций в составе одной транспортной единицы | + |

В соответствии с принципами функционирования ЦАР формирование заданного распределения электромагнитного поля в раскрыве антенной решетки на передачу и прием производится поканально в модуле цифрового диаграммообразования (МЦДО). Каждый канал ЦАР образован излучающим элементом (ИЭ) и цифровым приемо-передающим модулем (ЦППМ) с независимым управлением от МЦДО. Это позволяет обеспечить индивидуальное управление амплитудой, фазой и частотой зондирующего и принятого сигналов и реализовать, наряду с электронным управлением лучом, быстрое изменение параметров ЗС (включая тип, закон модуляции, длительность, период повторения, мощность и частоту), выполнить пространственно-частотную обработку принятых сигналов (ПС), анализ электромагнитной обстановки, подавление помех и интегрированную обработку информации.

Для смены поляризации в диапазоне МВ в качестве ИЭ ЦАР возможно использование турникетных излучателей, располагаемых над сетчатым рефлектором [10]. При этом каждый ИЭ имеет два входа для излучения волн с вертикальной и горизонтальной поляризациями, а ЦППМ – два приемо-передающих выхода. Геометрические размеры рефлектора ИЭ определяются исходя из требований обеспечения защитного отношения на уровне боковых лепестков диаграммы направленности (ДН) ЦАР (-25 дБ).

В типовых ЦАР, использующих для пеленгации воздушных объектов ДН карандашного типа, размер апертуры антенны определяется на основании требуемых параметров зоны обнаружения РЛС, ее разрешающей способности и точности определения координат. Так, для обеспечения точности определения угловых координат не хуже $0,5^\circ$ ЦАР должна иметь размеры не менее 15 длин волн по каждой из координат. При этом в угломестной плоскости в диапазоне $0...70$ град ЦАР формируется несколько (6...12) парциальных лучей. Линейный размер каждой стороны плоскости такой ЦАР в метровом диапазоне составит 25...30 м. Очевидно, использование крупноапертурной ЦАР для реализации мобильной РЛС диапазона МВ, выполненной на базе одной транспортной единицы, является чрезвычайно трудной конструкторской задачей.

Известны конструкции мобильных двухкоординатных РЛС диапазона МВ с линейными одно- и двухрядными антенными решетками, практика эксплуатации которых показала их высокую скорость развертывания, способность перемещаться по дорогам общего пользования, а также возможность транспортировки железнодорожным и авиатранспортом. Эти системы с горизонтально ориентированной линейной антенной решеткой обеспечивают в азимутальной плоскости узкую ($5...7^\circ$), а в угломестной широкую ($40...70^\circ$) веерную ДН.

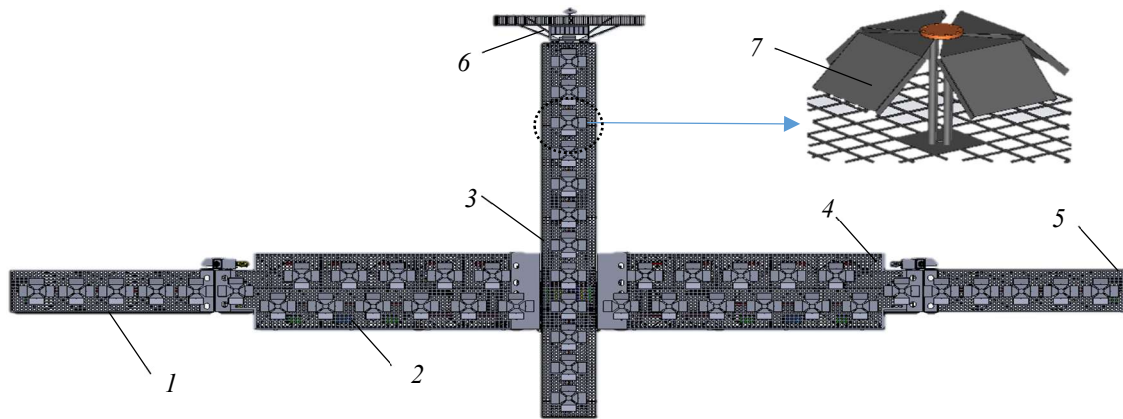
Использование ЦАР в таких РЛС позволит сформировать на прием широкий угломестный луч и выполнить электронное сканирование по азимуту в пределах $\pm(5...10)$ град или в пределах, сопоставимых с шириной главного лепестка ДН. Однако увеличение в подобной конструкции диапазона фазового сканирования до $\pm 30^\circ$ вызовет сильное искажение ДН, обусловленное эффектом конусности [11]. Это приведет к ошибкам определения азимута воздушных объектов, находящихся на одном азимутальном направлении, но под разными углами места. Учесть систематические ошибки, возникающие при фазовом сканировании веерной ДН, можно с помощью использования дополнительной линейной вертикальной приемной решетки коррекции оценок азимута цели и оценки эшелона высоты.

Для оценки эшелона высоты воздушного объекта, позволяющего учесть эффект конусности сканирующей веерной ДН, при названных выше параметрах ДН и диапазоне сканирования в угломестной плоскости $0,5...70$ град достаточно иметь $8...9$ парциальных ДН, получить которые возможно с использованием 12 ИЭ. Тогда ЦАР обеспечит формирование 9 ДН веерного типа в режиме приема: одна ДН с электронным сканированием в азимутальной плоскости и 8 парциальных приемных ДН в фиксированных сечениях угломестной плоскости. Интегрированная обработка, включающая совместную обработку радиолокационной информации, полученной от ИЭ, расположенных на горизонтально-ориентированной ферме ЦАР, и от ИЭ, размещенных на вертикально-ориентированной ферме, позволяет обеспечить реализуемость и функционирование конструкции в составе одной мобильной транспортной единицы.

Для повышения энергетического потенциала РЛС в центральной части ЦАР увеличено число ЦППМ и ИЭ размещаются в два ряда. Возникающее при этом обужение главного лепестка ДН в угломестной плоскости компенсируется наклоном плоскости ЦАР.

С целью обеспечения условия единственности главного лепестка ДН в секторе электронного сканирования по азимуту $\pm 30^\circ$ и уменьшения взаимного влияния между ИЭ их расположение в центральной части ЦАР выполняется в узлах треугольной сетки. Суммарное число ИЭ в ЦАР составляет 46.

Таким образом, ИЭ ЦАР размещаются на каркасе фермового типа, состоящего из 5 ферм (рис. 1). Антенна наземного радиолокационного запросчика (НРЗ) устанавливается на верхней ферме ЦАР. ЦППМ располагаются между несущими элементами каркаса ЦАР.



1 – крайняя правая ферма (extreme right truss) АС; 2 – средняя правая ферма (middle right truss) АС; 3 – вертикальная ферма (vertical truss) АС; 4 – средняя левая ферма (middle left truss) АС; 5 – крайняя левая ферма (extreme left truss) АС; 6 – АУ НРЗ (IFF antenna); 7 – турникетный ИЭ (turnstile antenna)

Рис. 1. Общий вид антенной системы в рабочем положении
Fig. 1. General view of antenna system in the operating position

Система свертывания-развертывания совместно с аппаратурой РЛС с помощью исполнительных механизмов, установленных на каждую подвижную часть мобильной платформы повышенной проходимости и антенного полотна, обеспечивает перевод ЦАР в транспортное или рабочее положение (рис. 2 [12]).

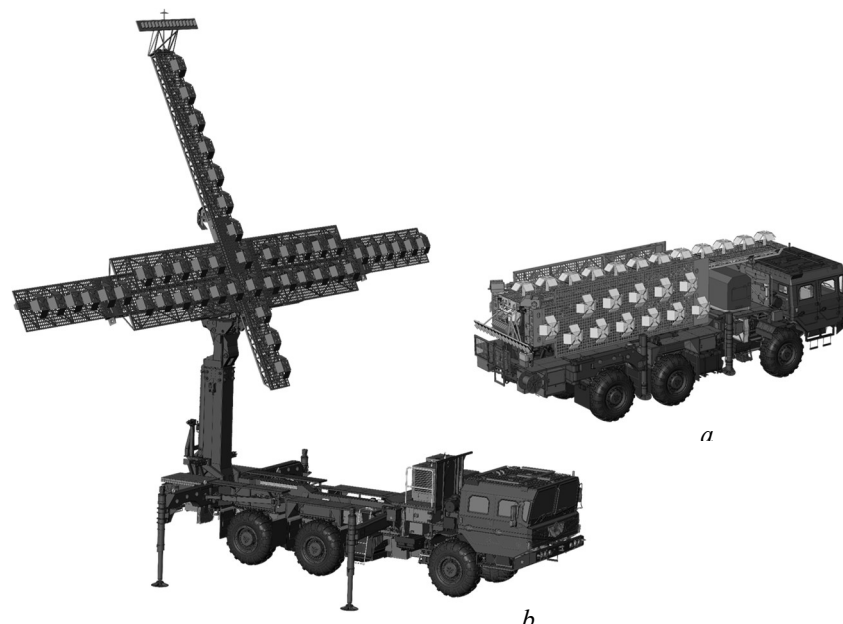


Рис. 2. Общий вид мобильной РЛС метрового диапазона с повышенной функциональностью в транспортном (а) и рабочем (б) положении
Fig. 2. General view of the mobile meter waveband radar with improved functionality in transport (a) and operational (b) positions

Контроль работы исполнительных механизмов осуществляется датчиками контроля функционирования, данные с которых поступают на аппаратуру управления РЛС. Обзор пространства РЛС может осуществлять в режиме кругового обзора, реализуемого путем механического вращения антенной системы РЛС, и в режиме секторного обзора – посредством электронного сканирования.

Формирование заданного распределения электромагнитного поля в раскрыве ЦАР на передачу производится в вычислительной платформе РЛС цифровым способом. Числовые последовательности в виде команд, определяющих частоту, поляризацию, мощность, тип ЗС, его закон модуляции, длительность и период повторения, из вычислительной платформы подаются в соответствующие ЦППМ, где синтезируются ЗС. При излучении ЗС диаграмма направленности ЦАР формируется ИЭ, расположенными в горизонтальной плоскости антенного полотна.

Принятые сигналы с ИЭ поступают в ЦППМ, где выполняется выбор поляризации и преобразование в числовые последовательности, которые с помощью МЦДО взвешенно суммируются, образуя 1 дальномерный и 8 высотмерных лучей. Для борьбы с АШП, действующими с двух направлений по боковым лепесткам ДН, в МЦДО также формируются две компенсационные диаграммы направленности. Сигнальная информация, соответствующая 11 приемным лучам, в цифровом виде по высокоскоростной оптической линии передается в вычислительную платформу, располагаемую в кабине шасси РЛС. С помощью многоядерных специализированных компьютеров, объединенных в сеть, осуществляется: управление параметрами обзора РЛС; первичная и вторичная обработка радиолокационной информации; управление помехозащитой РЛС; объединение информации РЛС с информацией систем ADS-B и НРЗ и отображение всей информации на рабочем месте оператора.

Согласованная работа подсистем РЛС обеспечивается системой синхронизации, которая формирует опорные сигналы для всех составных частей программно-аппаратного комплекса. Внутрипериодная обработка всех радиолокационных каналов приема осуществляется одинаково, в частотной области, с последующим переходом во временную область. Для оптимизации разрешающей способности по дальности в РЛС, по решению оператора, могут использоваться различные типы широкополосных ЗС: с линейной частотной модуляцией, нелинейной частотной модуляцией с различными законами и фазокодоманипулированные.

С целью снижения уровня боковых лепестков сжатого сигнала применяется весовая обработка во временной области, которая решается путем умножения импульсной

характеристики согласованного фильтра на весовую функцию «окна».

Защиту РЛС от воздействия активных помех обеспечивает устройство помехозащиты (УПЗ), которое является продолжением пространственной обработки ПС. УПЗ решает задачи: когерентной компенсации мешающих излучений, действующих по боковым лепесткам ДН; подавления боковых ответов; защиты от несинхронных импульсных помех; оценки азимута постановщика АПП. Используя результаты анализа текущей электромагнитной обстановки, программа УПЗ в автоматическом или ручном режиме изменяет рабочую частоту, поляризацию, длительность, период повторения и закон модуляции ЗС.

Обработка радиолокационной информации, соответствующей различным 9 лучам ДН, осуществляется параллельно по одинаковым алгоритмам междупериодной обработки: когерентная компенсация мешающих отражений; когерентное накопление отраженного сигнала. Этапы некогерентного накопления и принятия решения об обнаружении цели реализуются в формирователе разовых оценок. Такое деление задач позволяет осуществить формирование каналов коррекции азимута, которые реализуются после квадратичного детектирования.

Непрерывный анализ помеховой обстановки позволяет реализовать эффективное адаптивное когерентное накопление ПС. При этом адаптация к неизвестным корреляционным свойствам принятого сигнала производится путем оценки коэффициента междупериодной корреляции сигнала, после чего рассчитываются параметры устройств когерентного накопления, некогерентного накопления и устройства принятия решения. Время наблюдения определяется при этом автоматически.

В ходе вторичной обработки радиолокационной информации в РЛС решается комплекс задач, связанных с обнаружением новых траекторий, отождествлением разовых отметок с сопровождаемыми траекториями, фильтрацией координат и параметров движения, экстраполяцией координат и параметров движения целей, удалением траекторий. Выходными параметрами устройства вторичной обработки являются оценки вектора состояния прямоугольных координат цели и оценки вектора состояния пеленгов на постановщики активных помех.

В целом, использование оригинальных алгоритмов обработки радиолокационной информации и методик статистического прогнозирования, разработанных в ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации» и хорошо зарекомендовавших себя в работе различных импульсных РЛС, позволяет гарантировать достижение актуальных параметров и технических характеристик в проекте мобильной РЛС метрового диапазона с повышенной функциональностью.

Заключение

Представленный проект мобильной твердотельной РЛС метрового диапазона позволяет обеспечить измерение координат воздушных объектов в 3D-пространстве, выполнить дальнейшее обнаружение и сопровождение воздушных объектов всех типов, включая самолеты-невидимки; проводить интегрированную обработку информации, радиоразведку, анализ электромагнитной обстановки и подавление помех, в том числе преднамеренных, создаваемых средствами радиоэлектронной борьбы.

Список литературы

1. Охрименко А.Е. *Основы радиолокации и радиоэлектронная борьба*. Ч. 1. Москва: Воениздат; 1983.
2. Skolnik M.I. *Radar Handbook*. New York: McGraw Hill; 1990.
3. Kuschel H. VHF/UHF radar. Part I: Characteristics. *Electronics & Communication Engineering Journal*. 2002; April:61-72.
4. Kostromitski S.M., Shumski P.N., Sadovski I.S. Main directions of 3D radar development. *Proceedings of 6th international scientific conference on defensive technologies, ОТЕН-2014, Belgrade*. 2014:483-488.
5. Инденбом М.В. *Антенные решетки подвижных обзорных РЛС. Теория, расчет, конструкции*. Москва: Радиотехника; 2015.
6. *Бортовые антенные решетки и их элементы*. Под ред. Д.И. Воскресенского. Москва: Радиотехника; 2013.
7. Григорьев Л.Н. *Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках*. Москва: Радиотехника; 2011.

8. *Активные фазированные антенные решетки*. Под ред. В.Л. Гостюхина. Москва: Радиотехника; 2011.
9. Добычина, Е.М., Кольцов, Ю.В. Цифровые антенные решетки в бортовых радиолокационных системах. Москва: Изд-во МАИ; 2013.
10. Ротхаммель К., Кришке А. *Антенны*. Т. 2. Москва: ДМК Пресс; 2019.
11. Robert J.M. *Phased array antenna handbook*. London: Artech House; 2005.
12. Садовский И.С., Ненужный С.М., Бобков Ю.Ю., Малевич И.Ю. Концепт мобильной РЛС метрового диапазона с цифровой антенной решеткой. *Материалы 9-й Международной научной конференции по военно-техническим проблемам, проблемам обороны и безопасности, использования технологий двойного назначения, MILEX.INNOVATIONS-2021*. Минск; 2021: 11-15.

References

1. Ohrimenko A.E. [*Radar fundamentals and EMWare*]. Part 1. Moscow: Voenizdat; 1983. (In Russ.).
2. Skolnik M.I. *Radar Handbook*. New York: McGraw Hill; 1990.
3. Kuschel H. VHF/UHF radar. Part I: Characteristics. *Electronics & Communication Engineering Journal*. 2002; April:61-72.
4. Kostromitski S.M., Shumski P.N., Sadovski I.S. Main directions of 3D radar development. *Proceedings of 6th international scientific conference on defensive technologies, OTEH-2014. Belgrade*. 2014:483-488.
5. Indenbom M.V. [*Antenna arrays of mobile surveillance radars. Theory, calculation, designs*]. Moscow: Radiotekhnika; 2015. (In Russ)
6. [*Airborne antenna arrays and their elements*]. Ed. D.I. Voskresensky. Moscow: Radiotekhnika; 2013. (In Russ)
7. Grigoriev L.N. [*Digital beamforming in phased array antennas*]. Moscow: Radiotekhnika; 2011. (In Russ.)
8. [*Active phased antenna arrays*]. Ed. V.L. Gostyukhin. Moscow: Radiotekhnika; 2011. (In Russ.)
9. Dobychnina E.M, Koltsov Yu.V. [*Digital antenna arrays in airborne radar systems*]. Moscow: Publishing house MAI; 2013. (In Russ.)
10. Rothammel K., Krischke A. [*Antennas*]. Vol. 2. Moscow: Publishing: DМК Press; 2019. (In Russ.)
11. Robert J.M. *Phased array antenna handbook*. London: Artech House; 2005.
12. Sadovski I.S, Nenuzhny S.M. Bobkov Y.Y., Malevich I.Y. [Meter waveband radar concept with digital antenna array]. *Proceeding of 9-th International scientific conference on military-technical defense and security issues and dual-use technologies, MILEX.INNOVATIONS. 2021*. Minsk; 2021: 11-15.

Вклад авторов / Authors' contribution

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

Сведения об авторах

Садовский И.С., директор ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации», генеральный конструктор Республики Беларусь по средствам радиолокации, радио- и радиотехнической разведки и РЭБ.

Бобков Ю.Ю., к.т.н., доцент, ведущий научный сотрудник ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Малевич И.Ю., д.т.н., профессор, главный научный сотрудник ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации».

Адрес для корреспонденции

220026, Республика Беларусь,
г. Минск, Партизанский пр-т, 64 а,
ОАО «КБ Радар» – управляющая компания холдинга «Системы радиолокации»;
тел. +375-017-390-57-26;
e-mail: y.bobkov@kbradar.by
Бобков Юрий Юрьевич

Information about the authors

Sadovskiy I.S., Director of JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding, General Designer of the Republic of Belarus on Radar, COMINT/ELINT and EW assets.

Bobkov Y.Y., Cand. of Sci., Associated Professor, Leading Researcher at JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Malevich I.Y., Dr. of Sci., Professor, Principal Research Scientist at JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding.

Address for correspondence

220026, Republic of Belarus,
Minsk, 64 a, Partizanski Prospekt,
JSC “KB Radar” – Managing Company of “Radar Systems” Holding;
tel. +375-017-390-57-26;
e-mail: y.bobkov@kbradar.by
Bobkov Yuri Yur'evich



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-78-85>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.355.9

ЗАРЯДНО-РАЗРЯДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АККУМУЛЯТОРНО-ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ В СОСТАВЕ АВТОНОМНОЙ ФОТОЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

В.П. ВАСИЛЕВИЧ, М.Е. ЗБЫШИНСКАЯ

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

Поступила в редакцию 5 января 2022

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. Цель настоящей работы – исследование зарядно-разрядных характеристик гибридного накопителя электроэнергии, состоящего из двух параллельно включенных аккумуляторной и емкостной частей, для оценки работоспособности и эффективности его схемотехнического решения в составе автономной фотоэлектрической системы. Исследование кинетики тока заряда гибридного накопителя от солнечной батареи проводилось в натуральных условиях при удельной мощности падающего солнечного излучения 800–850 Вт/м². Кинетика токов разряда аккумуляторного и емкостного накопителей получены при резистивной нагрузке с отключенной солнечной батареей. Динамика процессов заряда и разряда аккумуляторной и емкостной частей накопителя контролировались по скорости нарастания/спада напряжения. Аккумуляторная часть накопителя представлена в виде зарядно-пускового устройства на базе свинцово-кислотного гелевого аккумулятора с зарядной емкостью 11 А·ч, максимальным напряжением 12,8 В, максимально допустимым током разряда 15 А. Емкостная часть состояла из пускового устройства нового поколения суперконденсаторного типа INSPECTOR Booster с электростатической емкостью 80 Ф при допустимом напряжении 15,5 В и допустимым пусковым током 800 А. Источником энергии служила солнечная батарея с номинальным напряжением 12 В, пиковой мощностью 100 Вт. В качестве нагрузки при разряде накопителя служил реостат сопротивлением 6 Ом, с максимальным током потребления 15 А. Для мониторинга и управления фотоэлектрической системой использовался контроллер заряда/разряда Morningstar ProStar-15 с функцией широтно-импульсной модуляции. Получены количественные зарядно-разрядные характеристики аккумуляторно-емкостного накопителя для использования в разработке интеллектуальных автономных фотоэлектрических систем.

Ключевые слова: зарядно-разрядные характеристики, аккумуляторно-емкостной накопитель электроэнергии, гибридный накопитель энергии, автономная фотоэлектрическая система, суперконденсатор.

Конфликт интересов. Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Василевич В.П., Збышинская М.Е. Зарядно-разрядные характеристики аккумуляторно-емкостного накопителя электроэнергии в составе автономной фотоэлектрической системы. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 78-85.

CHARGING AND DISCHARGING CHARACTERISTICS OF A BATTERY-CAPACITIVE ENERGY STORAGE DEVICE FOR STAND-ALONE PHOTOVOLTAIC SYSTEM

VLADIMIR P. VASILEVICH, MARIYA Y. ZBYSINSKAYA

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

Submitted 5 January 2022

© Belarussian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The purpose of the research is to study the charging-discharging characteristics of a hybrid energy storage device which consists of two parallel connected battery and capacitive parts to assess the work efficiency of its circuit design as a part of standalone photovoltaic system. The charge current kinetics of a hybrid storage device from a solar panel was carried out under natural conditions at a specific power of incident solar radiation of 800–850 W/m². The discharge current kinetics of battery and capacitive storages were obtained with a resistive load and disconnected solar battery. The dynamics of charging and discharging processes of the battery and capacitive parts of the energy storage device were monitored by the voltage rise/fall rate. The battery part of the drive is charging and starting the device based on a lead-acid gel battery with a charging capacity of 11 A·h, 12.8 V maximum voltage, and 15 A maximum discharge current. The capacitive part consisted of a new generation INSPECTOR Booster supercapacitor starting the device with an electrostatic capacity of 80 F, 15.5 V voltage, and 800 A starting current. As the energy source a solar battery was used, with a 12 V nominal voltage and 100 W peak power. A 6 Ohm rheostat with 15 A consumption current was used as a load during the storage device discharge. A Morningstar ProStar-15 charging/discharging controller with a pulse-width modulation function was used to monitor and control the photovoltaic system. Quantitative charging and discharging characteristics of a battery-capacitive energy storage device were obtained for the use in the development of standalone photovoltaic system.

Keywords: charging and discharging characteristics, battery-capacitive energy storage device, hybrid energy storage device, stand-alone photovoltaic system.

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

For citation. Vasilevich V.P., Zbysinskaya M.Y. Charging and Discharging Characteristics of a Battery-Capacitive Energy Storage Device for Stand-Alone Photovoltaic System. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 78-85.

Введение

Применение в автономных фотоэлектрических системах электроснабжения гибридных аккумуляторно-емкостных накопителей энергии призвано решать актуальные задачи стабилизации напряжения, компенсации пусковых нагрузок и продления сроков эксплуатации аккумуляторных батарей. Принцип работы гибридного накопителя энергии заключается в том, что емкостная часть накопителя компенсирует кратковременные провалы напряжения, а аккумуляторная часть реагирует на длительные изменения напряжения на нагрузке [1–4].

Выбор структуры и схем управления гибридным накопителем рекомендуется проводить исходя из конкретных параметров фотоэлектрической системы с предварительным исследованием зарядно-разрядных процессов аккумулятора и блока суперконденсаторов [5–6].

Наиболее высокие схемотехнические требования предъявляются к сложным интеллектуальным автономным фотоэлектрическим системам, предназначенным для электроснабжения подвижных объектов, в том числе космических аппаратов [7–8].

Ранее авторами настоящей статьи был разработан лабораторный стенд и исследована кинетика напряжений зарядных и разрядных процессов аккумуляторного и емкостного накопителей энергии в составе фотоэлектрической системы и проверена ее работоспособность в натуральных условиях под солнечным освещением [8]. С использованием полученных

кинетических зависимостей [8] в настоящей работе рассчитана динамика зарядно-разрядных процессов в аккумуляторном и емкостном накопителях энергии.

Зарядно-разрядные свойства и схемотехническое решение управляющей электроники гибридных аккумуляторно-емкостных накопителей интенсивно исследуются, что способствует развитию интеллектуальных автономных фотоэлектрических систем и интерактивных систем сетевого энергоснабжения [9–16].

Задачей настоящей работы являлось сравнительное исследование зарядно-разрядных характеристик аккумуляторно-емкостного накопителя электроэнергии в составе автономной фотоэлектрической системы в натуральных условиях для последующего определения ее оптимального схемотехнического решения.

Методика проведения эксперимента

Экспериментальные исследования зарядно-разрядных характеристик аккумуляторно-емкостного накопителя электроэнергии проводились в составе автономной фотоэлектрической системы при естественном солнечном облучении. Суммарный уровень прямой и рассеянной составляющих солнечной радиации контролировался термоэлектрическим пиранометром «Пеленг СФ-06» и находился в диапазоне 800–850 Вт/м², что позволяло оценивать КПД фотоэлектрического преобразования.

Динамика зарядно-разрядных процессов в литий-ионном аккумуляторе с энергетической емкостью 3400 мА·ч и суперконденсаторе с электростатической емкостью 40 Ф рассчитывалась по скорости нарастания и спада напряжения, В/с, при заряде и разряде соответственно.

Структурная электрическая схема лабораторного стенда для снятия токовых зарядно-разрядных характеристик приведена на рис. 1.

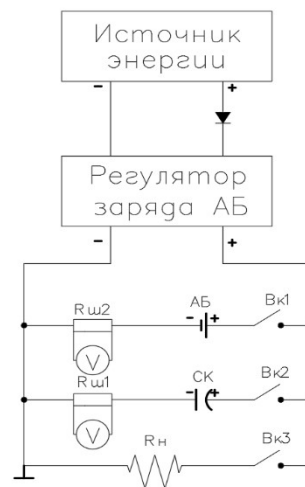


Рис. 1. Структурная электрическая схема лабораторного стенда для снятия токовых зарядно-разрядных характеристик аккумуляторно-емкостного накопителя энергии

Fig. 1. The block diagram of the testing bench for acquiring charging and discharging characteristics of a battery-capacitive energy storage device

Источником энергии являлась солнечная батарея (СБ), состоящая из двух модулей МС-50, соединенных параллельно. Пиковая мощность СБ составляла 100 Вт, напряжение холостого хода СБ – 15 В, а ток короткого замыкания – 6,4 А. СБ была сориентирована в южном направлении под углом 55° к горизонту.

В качестве аккумуляторной части накопителя использовался гелевый свинцово-кислотный аккумулятор с зарядной емкостью 11 А·ч, номинальным напряжением 12 В в составе автомобильного пуско-зарядного устройства.

Управление и мониторинг процессами заряда и разряда аккумуляторной части накопителя осуществлялось микроконтроллером Prostar-15 (Morningstar, США), являющимся, по данным производителя, одним из лучших в мире специальных приборов регулирования заряда в автономных фотоэлектрических системах. Prostar-15 – полностью автоматический контроллер,

осуществляющий регулирование заряда аккумуляторной батареи (АБ) от солнечной батареи. Работа контроллера не требует никаких ручных операций, кроме выбора типа АБ при первоначальной установке. Контроллер использует 4-стадийный алгоритм процесса заряда аккумулятора. Стадии алгоритма показаны на рис. 2.



Рис. 2. 4-стадийный алгоритм заряда аккумулятора
Fig. 2. 4-stage battery charging algorithm

В качестве емкостной части накопителя использовалось пуско-зарядное устройство нового поколения INSPECTOR Booster суперконденсаторного типа с электростатической емкостью 80 Ф на напряжение 15,5 В.

В качестве резистивной нагрузки R_n для снятия токовой разрядной характеристики применялся реостат, имеющий омическое сопротивление 6 Ом и максимально допустимый рабочий ток 15 А. Реостат был способен превращать в тепло излишки электроэнергии, вырабатываемой солнечной батареей при полной зарядке накопителя энергии.

Величины зарядных и разрядных токов, протекающих через аккумуляторную и емкостную части накопителя, измерялись двумя цифровыми мультиметрами DT830B с помощью стандартных измерительных шунтов 75ШСМ3-5-0,5 сопротивлением 15000 мкОм. Показания приборов одновременно, каждые 20 с считывались методом фотофиксации.

Результаты и их обсуждение

Исследована динамика зарядных и разрядных характеристик литий-ионного аккумулятора и блока суперконденсаторов емкостью 40 Ф. Из анализа полученных зарядных характеристик следует:

- скорость заряда, В/с, емкостного накопителя в 24 раза превышает скорость заряда литий-ионного аккумулятора;
- разряженный суперконденсатор представляет собой короткозамкнутую нагрузку для источника электроэнергии, что допустимо для солнечной батареи, но недопустимо для аккумуляторного источника энергии, это необходимо учитывать при схемотехническом решении гибридного накопителя;
- при сравнительно одинаковых массогабаритных параметрах литий-ионного аккумулятора и блока суперконденсаторов первый способен запасать в 74 раза больше энергии (джоулей).

Анализ разрядных характеристик литий-ионного аккумулятора и суперконденсатора показал, что при одинаковом нагрузочном сопротивлении скорость разряда емкостного накопителя в 24 раза превышает скорость разряда литий-ионного аккумулятора. Это говорит о том, что суперконденсаторная часть будет намного более динамично реагировать на просадки напряжения на нагрузке фотоэлектрической системы.

Выбранный метод анализа саморазряда по спаду напряжения показал, что саморазряд суперконденсатора составляет 0,25 В в сутки при нулевом значении этого показателя у литий-ионного аккумулятора. Это говорит о том, что в составе гибридного аккумуляторно-емкостного накопителя суперконденсатор должен иметь значительную емкость для создания запаса по энергии или находиться в состоянии постоянной подзарядки. В таком случае необходим шунтовой регулятор для защиты суперконденсатора от перегрузки по току. После того как суперконденсатор зарядится, энергия источника становится излишней, и регулятор просто

рассеивает ее в виде тепла. Суперконденсатор всегда заряжается до максимально возможного уровня, так как забирает самый большой ток, который только способен отдать источник энергии.

Исследованы токовые зарядные и разрядные характеристики гелевого свинцово-кислотного аккумулятора и блока суперконденсаторов пуско-зарядного устройства INSPECTOR Booster с электростатической емкостью 80 Ф на напряжение 15,5 В, полученные по измерениям токов заряда и разряда в соответствии со схемой, изображенной на рис. 1.

На рис. 3 приведены зависимости токов аккумулятора, блока суперконденсаторов и алгебраической суммы токов от времени заряда при их параллельном соединении.

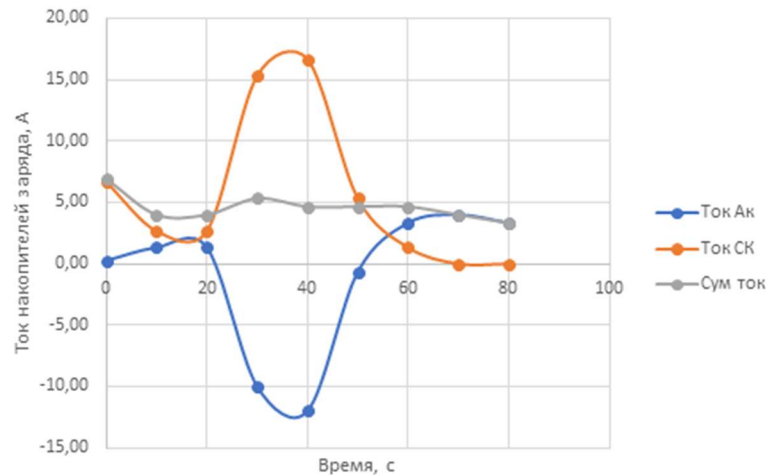


Рис. 3. Зависимости токов в гибридном накопителе энергии от времени заряда
Fig. 3. Current dependences from the charging time in a hybrid energy storage device

Поведение зарядных токов в гибридном накопителе с параллельным соединением аккумуляторной и емкостной его частей можно объяснить следующим образом:

- параллельное соединение аккумулятора и суперконденсатора создает замкнутый контур из двух потребителей энергии с различным внутренним сопротивлением, на начальной стадии заряда, зарядные токи от солнечной батареи в них текут в одинаковом направлении;
- из-за более низкого внутреннего сопротивления и более высокой скорости заряда суперконденсатор начинал разряжать аккумулятор, одновременно потребляя зарядный ток от солнечной батареи, при этом ток в аккумуляторе меняет направление на противоположное – с зарядного на разрядное;
- интересно, что общий ток накопителя, равный алгебраической сумме токов в аккумуляторе и суперконденсаторе, на протяжении цикла заряда остается равным току заряда, поступающему от солнечной батареи.

На рис. 4 приведены временные зависимости разрядных токов аккумуляторной, емкостной частей и гибридного накопителя в целом.

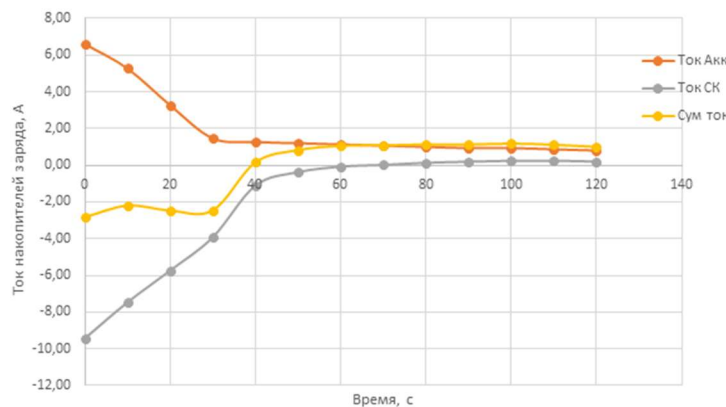


Рис.4. Зависимости токов в гибридном накопителе энергии от времени разряда
Fig. 4. Current dependences from the discharging time in a hybrid energy storage device

Как видно из приведенных графиков, разрядный ток суперконденсаторного блока на начальной стадии в 1,5 раз выше разрядного тока аккумулятора, причем эти токи имеют противоположное направление. Общий ток разряда накопителя определялся алгебраической суммой токов разряда аккумулятора и суперконденсатора и был равен току в нагрузке, контролируемому ШИМ-контроллером.

Заключение

Несмотря на многочисленные исследования и кажущуюся простоту схемотехнического решения гибридного накопителя параллельным соединением аккумуляторной и емкостной частей, до сих пор не существует единого подхода по его практической реализации. Экспериментальные исследования зарядно-разрядных характеристик аккумуляторно-емкостного накопителя электроэнергии проводились в составе автономной фотоэлектрической системы при естественном солнечном облучении. Исследована динамика зарядных и разрядных процессов литий-ионного аккумулятора и блока суперконденсаторов емкостью 40 Ф. Из проведенного анализа зарядных характеристик следует, что скорость заряда, В/с, емкостного накопителя в 24 раза превышает скорость заряда литий-ионного аккумулятора. Разряженный суперконденсатор представляет собой короткозамкнутую нагрузку для источника электроэнергии, что вполне допустимо для солнечной батареи, но недопустимо для аккумуляторного источника энергии. Это необходимо учитывать при схемотехническом решении гибридного накопителя. При сравнительно одинаковых массогабаритных параметрах литий-ионного аккумулятора и блока суперконденсаторов, первый способен запастись в 74 раза больше энергии (джоулей). Анализ разрядных характеристик литий-ионного аккумулятора и суперконденсатора показал, что при одинаковом нагрузочном сопротивлении скорость разряда емкостного накопителя в 24 раза превышает скорость разряда литий-ионного аккумулятора. Это говорит о том, что суперконденсаторная часть по сравнению с аккумуляторной будет намного более динамично реагировать на просадки напряжения на нагрузке фотоэлектрической системы. Выбранный метод анализа саморазряда по спаду напряжения показал, что саморазряд суперконденсатора составляет 0,25 В в сутки при практически нулевом значении этого показателя у литий-ионного аккумулятора. Это говорит о том, что в составе гибридного аккумуляторно-емкостного накопителя суперконденсатор должен иметь значительную емкость для создания запаса по энергии или находиться в состоянии постоянной подзарядки. Исследованы токовые зарядные и разрядные характеристики гелевого свинцово-кислотного аккумулятора и блока суперконденсаторов пуско-зарядного устройства INSPECTOR Booster с электростатической емкостью 80 Ф на напряжение 15,5 В. Как зарядные, так и разрядные токовые характеристики гибридного накопителя энергии свидетельствуют о нежелательном обмене энергией и инверсии токов при параллельном соединении аккумуляторной и емкостной частей накопителя. Очевидным решением этой проблемы является сбалансированность их энергоемкостей и оптимизация схемы управления автономной фотоэлектрической системой.

Список литературы

1. Обухов С.Г., Плотников И.А., Ибрагим А., Масолов В.Г. Двухконтурный накопитель энергии для гибридных энергетических систем с возобновляемыми источниками энергии. *Известия Томского политехнического университета. Инжиниринг георесурсов.* 2020;331(1):64-76. DOI: 10.18799/24131830/2020/1.
2. Красовский В.И., Яцко П.В. Накопители энергии для улучшения режимов работы электрической энергосистемы с возобновляемыми источниками энергии. *Сахаровские чтения 2020 года: экологические проблемы XXI века*; г. Минск, Республика Беларусь: в 2 ч. Междунар. гос. экол. ин-т им. А. Д. Сахарова Бел. гос. ун-та. 2020;(Ч. 2):393-396. DOI: 10.46646/SAKH-2020-2-393-396.
3. Бердников Р.Н., Фортов В.Е., Сон Э.Е., Деньщиков К.К., Жук К.Э., Новиков Н.Л., Шакарян Ю.Г. Гибридный накопитель электроэнергии для ЕНЭС на базе аккумуляторов и суперконденсаторов. *Инновационные технологии и материалы. Новые технические средства. Энергия единой сети.* 2013;2(7):40-51.

4. Карабанов С.М., Мороз А.И., Суворов Д.В., Сливкин Е.В., Гололобов Г.П., Тарабрин Д.Ю. Автономные солнечные энергетические системы с использованием суперконденсаторов. *Вестник РГРТУ*. 2015;54(2):137-142.
5. Марьенков С.А. Гибридный накопитель электрической энергии для сетей с распределенной генерацией на основе возобновляемых источников электрической энергии. *Международный научно-исследовательский журнал*. 2017(Ч. 3);2(56):120-123. DOI: 10.23670/IRJ.2017.56.007.
6. Саврасов Ф.В. Варианты построения автономных систем электроснабжения с использованием фотоэлектрических устройств и алгоритмы их работы. *Науковедение*. 2013;(6);36TVN613:1-13.
7. Носкин Г.В., Хаванов Е.С., Бесчастный Р.А. Гибридный накопитель электрической энергии на основе литий-ионных аккумуляторов и блоков суперконденсаторов для систем электроснабжения возвращаемых космических аппаратов. *Lesnoy vestnik = Forestry Bulletin*. 2019;23(4):39-48. DOI: 10.18698/2542-1468-2019-4-39-48.
8. Шиняков Ю.А. Экстремальное регулирование мощности солнечных батарей автоматических космических аппаратов. Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета им. академика С.П. Королёва. 2007;1(12):123-129. DOI: 10.18287/2541-7533-2007-0-1(12)-123-129.
9. Василевич В.П., Збышинская М.Е. *Суперконденсаторные структуры для накопителей энергии в составе автономной фотоэлектрической системы, гл. 8. Контактно-барьерные структуры субмикронной электроники*. Под ред. А.П. Достанко, В.Л. Ланина. Минск: Бестпринт; 2021.
10. Weingarth D., Foelske-Schmitz A., Kötz R. Cycle versus voltage hold: which is the better stability test for electrochemical double layer capacitors? *Journal Power Sources*. 2013;225:84-88. DOI: 10.1016/j.powsour.2012.10.019.
11. Kötz R., Sauter J.C., Ruch P., Dietrich P., Büchi F.N., Magne P.A., Varenne P. Voltage balancing: long-term experience with the 250 V supercapacitor module of the hybrid fuel cell vehicle HY-LIGHT. *Journal Power Sources*. 2007;174:264-271. DOI: 10.1016/j.powsour.2007.08.078.
12. Diab Y., Venet P., Gualous H., Rojat G. Self-discharge characterization and modeling of electrochemical capacitor used for power electronics applications. *IEE Trans Power Electro*. 2009; 24:511–517. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2007116.
13. Lazzari M, Soavi F, Mastragostino M. Dynamic pulse power and energy of ionic-liquid-based supercapacitor for HEV application. *Journal of The Electrochemical Society*. 2009;156: A661–A666. DOI: 10.1149/1.3139046.
14. Mars P. Coupling a supercapacitor with a small energyharvesting source. *EDN Journal*. June, 2012.
15. Thounthong P., Chunkag V., Sethakul P., Sikkabut S., Pierfederici S., Davat B. Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source. *Journal of Power Sources*. 2011;196(1):313-324.
16. Амброзевич А.С., Сибатов Р.Т., Учайкин В.В., Морозова Е.В. Экспериментальные исследования токов заряда-разряда в суперконденсаторах. *Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Физико-математические науки*. 2014;4(32):164-175.

References

1. Obukhov S.G., Plotnikov I.A., Ibrahim A., Masolov V.G. [Dual Energy Storage for Hybrid Energy Systems with Renewable Energy Sources, Bulletin of the Tomsk Polytechnic University]. *Geo Assets Engineering*. 2020;331(1):64-76. DOI: 10.18799/24131830/2020/1. (In Russ.)
2. Krasovski V.I., Yacko P.V. Energy storage as devices for improving the operation of the electric power system with renewable energy sources ed technical and applied sciences: *Sakharov readings 2020: environmental problems of the XXI century*. Belarusian State University, ISEI BSU, Minsk. 2020;(P. 2):393-396. DOI: 10.46646/SAKH-2020-2-393-396. (In Russ.)
3. Berdnikov R.N., Fortov V.E., Son E.E., Den'shchikov K.K., Zhuk K.E., Novikov N.L., Shakaryan Yu.G. [Hybrid electric power storage for ENES based on Li-ion batteries and supercapacitors]. *Energy of Unified Grid, Scientific and Technical Journal*. 2013;2(7);40-51. (In Russ.)
4. Karabanov S.M., Moroz A.I., Suvorov D.V., Slivkin Y.V., Gololobov G.P., Tarabrin D.Y. [Stand-alone photovoltaic systems with supercapacitors]. *Vestnik of RSREU*. 2015;54(2):137-142. (In Russ.)
5. Marenkov S.A. [Hybrid accumulator of electricity for networks with distributed generation based on renewable sources of electrical energy]. *International Research Journal*. 2017 (P. 3);2(56):120-123. DOI: 10.23670/IRJ.2017.56.007. (In Russ.)
6. Savrasov F.V. [Variants of the autonomous power supply systems's design with photovoltaic devices and algorithms for their work]. *Naukovedenie*. 2013;(6);36TVN613:1-13. (In Russ.)
7. Noskin G.V., Khavanov E.S., Beschastnyy R.A. [Hybrid electric power storage based on lithium-ion batteries and supercapacitors blocks for power supply system of Earth return spacecraft]. *Lesnoy vestnik = Forestry Bulletin*. 2019;23(4):39-48. DOI: 10.18698/2542-1468-2019-4-39-48. (In Russ.)

8. Shinyakov Yu.A. [Extremal regulation of automatic space vehicle solar battery power]. *Vestnik of the Samara State Aerospace University*. 2007;1(12):123-129. DOI: 10.18287/2541-7533-2007-0-1(12)-123-129. (In Russ.)
9. Vasilevich V.P., Zbyshinskaya M.Y. [*Supercapacitor structures for energy storage as part of stand-alone photovoltaic system, ch. 8. Contact-barrier structures of submicron electronics*]. Ed. A.P. Dostanko, V.L. Lanina. Minsk: Bestprint; 2021. (In Russ.)
10. Weingarth D., Foelske-Schmitz A., Kötz R. Cycle versus voltage hold: which is the better stability test for electrochemical double layer capacitors? *Journal Power Sources*. 2013;225:84-88. DOI: 10.1016/j.powsour.2012.10.019.
11. Kötz R., Sauter J.C., Ruch P., Dietrich P., Büchi F.N., Magne P.A., Varenne P. Voltage balancing: long-term experience with the 250 V supercapacitor module of the hybrid fuel cell vehicle HY-LIGHT. *Journal Power Sources*. 2007;174:264-271. DOI: 10.1016/j.powsour.2007.08.078.
12. Diab Y., Venet P., Gualous H., Rojat G. Self-discharge characterization and modeling of electrochemical capacitor used for power electronics applications. *IEE Trans Power Electro*. 2009; 24:511–517. DOI: 10.1109/TPEL.2008.2007116.
13. Lazzari M, Soavi F, Mastragostino M. Dynamic pulse power and energy of ionic-liquid-based supercapacitor for HEV application. *Journal of The Electrochemical Society*. 2009;156: A661–A666. DOI: 10.1149/1.3139046.
14. Mars P. Coupling a supercapacitor with a small energy harvesting source *EDN Journal*. June, 2012.
15. Thounthong P., Chunkag V., Sethakul P., Sikkabut S., Pierfederici S., Davat B. Energy management of fuel cell/solar cell/supercapacitor hybrid power source. *Journal of Power Sources*. 2011;196(1):313-324.
16. Ambrozovich S., Sibatov R.T., Uchaykin V.V., Morozova E.V. Experimental Study of Charging-Discharging Currents in Supercapacitors University proceedings. *Volga Region. Physics and mathematics sciences*. 2014;4(32):164-175. (In Russ)

Вклад авторов

Василевич В.П. осуществил постановку задачи для проведения исследования, разработал схему лабораторного стенда, принимал участие в подготовке рукописи статьи.

Збышинская М.Е. выполнила снятие характеристик и построение графиков, подготовила рукопись статьи.

Authors' contribution

Vasilevich V.P. carried out the formulation of the problem for the study, developed the scheme of the laboratory stand, took part in the preparation of the article manuscript.

Zbyshinskaya M.Y. carried out the experiments and graphics, prepared article manuscript.

Сведения об авторах

Василевич В.П., к.т.н., профессор Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Збышинская М.Е., аспирант Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники.

Information about the authors

Vasivevich V.P., Cand. of Sci., Professor at the Department of Electronic Engineering and Technology of the Belorussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Zbyshinskaya M.Y., Ph.D. student at the Department of Electronic Engineering and Technology of the Belorussian State University of Informatics and Radioelectronics.

Адрес для корреспонденции

220013, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. П. Бровки, 6,
Белорусский государственный
университет информатики и радиоэлектроники;
тел. +375-29-310-33-12
e-mail: 10mash@mail.ru
Збышинская Мария Евгеньевна

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics;
tel. +375-29-310-33-12;
e-mail: 10mash@mail.ru
Zbyshinskaya Mariya Yevgen'evna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-86-93>

Оригинальная статья
Original paper

УДК 621.391.64

СПОСОБ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВОЙ ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

А.О. ЗЕНЕВИЧ, Е.В. НОВИКОВ, Т.А. МАТКОВСКАЯ, А.А. ЛАГУТИК

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

Поступила в редакцию 7 декабря 2021

© Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники, 2022

Аннотация. В настоящее время обеспечение информационной безопасности объектовых волоконно-оптических систем передачи данных является актуальной задачей. Поэтому цель данной статьи – разработка простого в реализации способа защиты объектовых волоконно-оптических систем передачи данных от несанкционированного доступа к информации. В работе предложен способ защиты объектовых волоконно-оптических систем передачи данных от несанкционированного доступа к информационному сигналу, основанный на ослаблении мощности этого сигнала. Показано, что использование предложенного способа не приведет к существенному снижению скорости передачи данных в объектовой волоконно-оптической системе передачи, повысив ее информационную безопасность. Определен теоретический предел расшифровки сигнала для технологий передачи данных Ethernet. Получено, что наименьшее значение теоретического предела расшифровки сигнала соответствует технологии Fast Ethernet (100Base-FX). Установлено, что при величине коэффициента ослабления оптического излучения $D > 20$ дБ передача данных по технологии Fast Ethernet (100Base-FX) прекращается. Результаты данной статьи могут найти применение в средствах технической защиты информации, передаваемой в объектовых волоконно-оптических системах передачи данных.

Ключевые слова: волоконно-оптические системы передачи, информационная безопасность, теоретический предел расшифровки сигнала, Ethernet.

Конфликт интересов: Авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов.

Для цитирования. Зеневич А.О., Новиков Е.В., Матковская Т.А., Лагутик А.А. Способ обеспечения информационной безопасности объектовой волоконно-оптической системы передачи данных. Доклады БГУИР. 2022; 20(2): 86-93.

METHOD FOR ENSURING INFORMATION SECURITY OF OBJECT FIBER-OPTICAL DATA TRANSMISSION SYSTEM

ANDREY O. ZENEVICH, EVGENIY V. NOVIKOV, TATIANA A. MATKOVSKAIA,
ANASTASYA A. LAGUTIK

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

Submitted 7 December 2021

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. Currently, ensuring information security of object fiber-optic data transmission systems is an important and urgent task. Therefore, the purpose of this article is to develop an easy-to-implement method for protecting object fiber-optic data transmission systems from unauthorized access to information. This work proposes an easy-to-implement method for protecting object fiber-optic data transmission systems from unauthorized access to an information signal, based on weakening the power of this signal. It is shown that the use of the proposed method will not lead to a significant decrease in the data transmission rate in the object fiber-optic data transmission systems, but will increase its information security. The theoretical limit of signal decoding for data transmission technologies over optical fiber Ethernet has been determined. It was found that the lowest value of the theoretical limit of signal decoding corresponds to Fast Ethernet technology (100Base-FX). It was found that when the value of the attenuation coefficient of optical radiation $D > 20$ dB, the data transmission using Fast Ethernet technology (100Base-FX) is terminated. The results of this article can find application in the means of technical protection of information transmitted over object fiber-optic data transmission systems.

Keywords: fiber optic transmission systems, information security, theoretical signal decoding limit, Ethernet.

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

For citation. Zenevich A.O., Novikov E.V., Matkovskaia T.A., Lagutik A.A. Method for Ensuring Information Security of Object Fiber-Optical Data Transmission System. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 86-93.

Введение

В настоящее время для трансляции информации находят широкое применение волоконно-оптические системы передачи данных (ВОСП) [1]. В таких системах в качестве среды передачи используется оптическое волокно, что позволяет обеспечить высокую скорость передачи информации. Несмотря на то, что информационный сигнал распространяется внутри оптического волокна, существуют методы доступа к этому сигналу без прерывания передачи данных [2, 3]. Одним из наиболее распространенных методов является отвод через боковую поверхность волокна части мощности передаваемого сигнала [3].

Средствами реализации такого метода являются общедоступные ответвитель-прищепка, оптико-электронный конвектор и ноутбук. Особенно актуально это для объектовых волоконно-оптических систем передачи данных, так как объектовые волоконно-оптические кабели, обеспечивающие высокоскоростное соединение внутри сетей организаций и предприятий, как правило, легкодоступны, а защита их затруднена ввиду сложной топологии. В связи с этим обеспечение информационной безопасности объектовых ВОСП является важной и актуальной задачей. Согласно работе [2], для сетей, в которых применяется пакетная коммутация, целесообразно использовать не криптографические, а технические средства защиты информации. Поэтому далее остановимся на рассмотрении технических средств защиты ВОСП.

Таким образом, целью данной работы является разработка простого в реализации способа защиты объектовых ВОСП от несанкционированного доступа к информации.

Способ защиты волоконно-оптических систем передачи данных от несанкционированного доступа

В работе [4] было получено выражение для определения теоретического предела расшифровки сигнала P_{\min} :

$$P_{\min} = \frac{hc}{\lambda\tau} \left(2^{\frac{2I}{n}} - 1 \right)^2, \quad (1)$$

где h – постоянная Планка; c – скорость света в вакууме; λ – длина волны оптического излучения; τ – тактовый период передачи одного бита информации; I – среднее количество информации, приходящееся на один информационный символ; n – количество единичных сигналов, применяемых для передачи кодовой посылки информационного символа.

Под теоретическим пределом мощности расшифровки сигнала понимают минимальное значение мощности оптического излучения, которое необходимо вывести за пределы оптического волокна для того, чтобы была возможность расшифровать перехваченную информацию [4].

Таким образом, возможным способом защиты волоконно-оптической системы передачи данных является создание ВОСП с таким бюджетом, что любая потеря мощности в ней на величину P_{\min} и более приводила бы к значительному возрастанию числа ошибок регистрации информационного сигнала. Количество ошибок регистрации должно быть столь велико, чтобы передача данных становилась невозможной. Для этого необходимо определить пороговую чувствительность P_{Π} приемного модуля ВОСП и использовать источник оптического излучения с такой мощностью, чтобы на вход приемного модуля этой системы поступала мощность $P = P_{\Pi} + P_{\min}$. В данном случае несанкционированному пользователю для расшифровки информации, передаваемой в ВОСП, потребуется отвести из оптического волокна мощность, как минимум равную P_{\min} . Это увеличит количество ошибок при регистрации информационного сигнала, и передача данных прекратится.

Отметим, что согласно работе [3] значения P_{\min} всегда меньше необходимого значения мощности, требуемой несанкционированному пользователю для расшифровки перехваченной информации. Также согласно работе [2] при выводе из волокна мощности P_{\min} остаточная мощность информационного сигнала уменьшается на величину kP_{\min} , где k – коэффициент пропорциональности, по величине больший единицы.

На основании вышеизложенного можно предложить следующий способ защиты волоконно-оптических систем передачи данных от несанкционированного доступа: вычисляют теоретический предел расшифровки сигнала P_{\min} по формуле (1); измеряют пороговую чувствительность P_{Π} приемного модуля ВОСП; ослабляют мощность источника оптического излучения ВОСП до такого уровня, чтобы на вход приемного модуля поступала мощность оптического излучения, равная сумме P_{Π} и P_{\min} .

Отметим, что если известна величина kP_{\min} , то при реализации данного способа следует использовать ее вместо P_{\min} .

Экспериментальная установка

Для исследования возможности применения предложенного способа защиты волоконно-оптических систем передачи данных от несанкционированного доступа использовалась установка, структурная схема которой представлена на рис. 1.

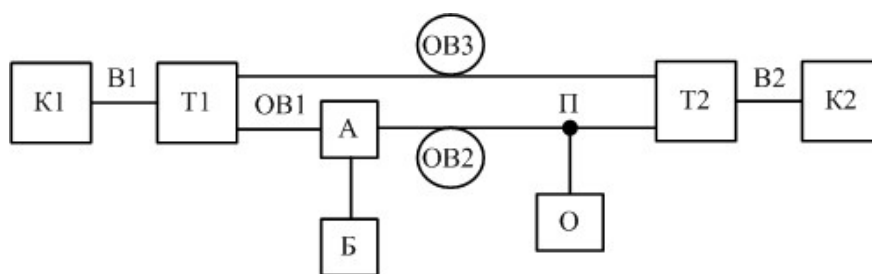


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки: К1 и К2 – компьютеры; В1 и В2 – витые пары; Т1 и Т2 – трансиверы; А – аттенюатор; Б – блок управления аттенюатором; ОВ1, ОВ2, ОВ3 – оптические волокна; П – место подключения несанкционированного пользователя; О – ответвитель прищепка FOD 5503

Fig. 1. Block diagram of the experimental setup: К1 и К2 – computers; В1 и В2 – twisted pairs; Т1 и Т2 – transceivers; А – attenuator; Б – attenuator control unit; ОВ1, ОВ2, ОВ3 – optical fibers; П – unauthorized user connection point; О – clothespin coupler FOD 5503

Установка функционирует следующим образом. Компьютеры К1 и К2 при помощи витых пар В1 и В2 подключаются к трансиверам Т1 и Т2 соответственно (рис. 1). Компьютер К1 формирует файл заданного размера с данными на передачу, которые с порта компьютера поступают на трансивер Т1. Последний преобразует электрический сигнал в оптический и направляет его в оптическое волокно ОВ1. Волокно ОВ1 соединяет между собой трансивер Т1 и аттенюатор А, ослабляющий мощность оптического излучения, распространяющегося по основному оптическому волокну ОВ2. Коэффициент ослабления мощности излучения аттенюатора регулируется при помощи блока управления Б. Волокно ОВ2 соединяет аттенюатор А с трансивером Т2. Трансивер Т2 преобразует оптический сигнал, поступающий на его вход, в электрический и передает его в компьютер К2. Отметим, что аналогичным образом могла осуществляться и обратная передача данных с компьютера К2 на К1. Оптическое волокно ОВ3 используется при дуплексном режиме передачи.

На компьютерах К2 и К1 было установлено специальное программное обеспечение, позволяющие определять скорость передачи информации. При вероятности появления ошибок 10^{-3} передача данных прекращалась.

На оптическом волокне ОВ2 было организовано место для подключения несанкционированного пользователя П. Подключение могло быть осуществлено безразрывным способом посредством ответвителя-прищепки FOD 5503 [3]. Для реализации разрывного способа съема информации в месте соединения трансивера Т2 с оптическим волокном ОВ2 подключался оптический ответвитель 1Х2.

Результаты исследований и их обсуждение

В табл. 1 представлены полученные оценки предельной величины мощности, теоретически достаточной для расшифровки сигнала при использовании технологий передачи данных Ethernet. Теоретический предел вычислялся на основании данных, представленных в работе [2].

Как следует из представленных в табл. 1 данных, наименьшее значение теоретического предела расшифровки сигнала соответствует технологии Fast Ethernet (100Base-FX). Таким образом, данная технология является наиболее уязвимой при реализации перехвата информации несанкционированным пользователем. Поэтому далее исследуем возможность применения предложенного выше способа для защиты ВОСП, в которых используется такая технология.

Поскольку в настоящее время в основном используется одномодовые оптические волокна, то далее будем рассматривать именно этот тип волокон. Отметим, что передача данных в этих оптических волокнах осуществляется на длинах волн оптического излучения 1310 и 1550 нм [1].

Таблица 1. Параметры технологии передачи данных по оптическому волокну
Table 1. Optical fiber data transmission technology parameters

| Технология передачи данных (интерфейс) / Data transfer technology (interface) | Максимальная мощность источника оптического излучения, дБм / Maximum source power of the optical radiation, dBm | Минимальная пороговая мощность приемника оптического излучения, дБм / Minimum threshold receiver power of the optical radiation, dBm | Длина волны оптического излучения, нм / Optical radiation wavelength, nm | Теоретический предел расшифровки сигнала P_{\min} , дБм / Theoretical limit of signal decryption P_{\min} , dBm |
|---|---|--|--|---|
| Fast Ethernet (100Base-FX) | 0 | -40 | 850 | -69,2 |
| | | | 1310 | -71,1 |
| | | | 1550 | -71,8 |
| Fast Ethernet (1000Base-BX10) | -3 | -19 | 1310 | -61,1 |
| | | | 1490 | -61,6 |
| Fast Ethernet (1000Base-ZX) | 0 | -36 | 1550 | -61,8 |
| 10 Gigabit Ethernet (10GBase-SR) | -1 | -9,9 | 850 | -47,2 |
| 10 Gigabit Ethernet (10Gbase-LR) | 0,5 | -14,4 | 1310 | -48,9 |
| 10 Gigabit Ethernet (10Gbase-ZR) | 4 | -24 | 1550 | -49,6 |
| 40 Gigabit Ethernet (40Gbase-SR4) | 2,4 | -9,5 | 850 | -47,2 |
| 40 Gigabit Ethernet (40Gbase-LR4) | 2,3 | -13,7 | 1310 | -48,9 |
| 100 Gigabit Ethernet (100Gbase-LR4) | 4,5 | -10,6 | 1310 | -44,6 |

На рис. 2 представлена зависимость скорости передачи информации S от величины коэффициента ослабления оптического излучения D для симплексной передачи данных. Отметим, что приведенные на рис. 2 данные соответствуют случаю использования в компьютерах порта Ethernet 10/100, работающего по технологии 100BASE-FX.

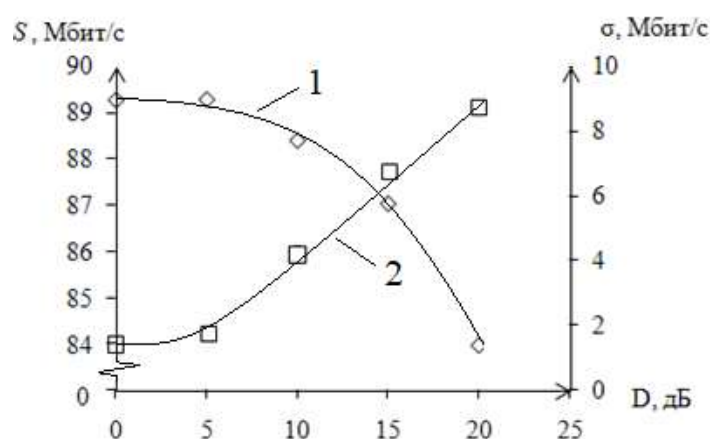


Рис. 2. Зависимость скорости передачи информации от величины коэффициента ослабления оптического излучения, полученная для длины волны оптического излучения 1310 нм: 1 – скорость передачи информации; 2 – среднеквадратическое отклонение скорости передачи

Fig. 2. The dependence of the information transfer rate from the value of the attenuation coefficient of the optical radiation, obtained for the wavelength of the optical radiation of 1310 nm: 1 – information transfer rate; 2 – standard deviation of the transmission rate

Как видно из полученных зависимостей, увеличение коэффициента затухания приводило к некоторому уменьшению скорости передачи данных. При этом возрастало и значение среднеквадратичного отклонения скорости передачи информации σ , что свидетельствовало о росте числа ошибок регистрации при повышении коэффициента ослабления оптического излучения в волокне. Аналогичная зависимость получается и для дуплексной передачи данных, а также длины волны 1550 нм.

Передача данных полностью прекращалась при значении $D > 20$ дБ как для симплексной, так и для дуплексной передачи данных, а также для длин волн оптического излучения 1310 и 1550 нм.

С учетом того, что изменение скорости передачи данных при введении затухания соизмеримо с величиной погрешности измерений, можно утверждать, что дополнительное ослабление сигнала практически не сказывается на скорости работы объектовой ВОПС, а передача просто прекращается при достижении определенного порогового значения ослабления сигнала.

Была выполнена проверка возможности осуществления защиты выше рассмотренным способом ВОСП, в которой данные передаются по технологии Fast Ethernet (100Base-FX) в симплексном режиме. Сведения о параметрах исследуемой объектовой системы передачи данных и выбранном значении ослабления оптической мощности источника излучения представлены в табл. 2.

Таблица 2. Параметры исследуемой объектовой волоконно-оптической системы передачи данных
Table 2. Parameters of the investigated object fiber-optic data transmission system

| Мощность источника оптического излучения, дБм / Source power of the optical radiation, dBm | Длина волны, нм / Wavelength, nm | Пороговая мощность приемника оптического излучения, дБм / Receiver threshold power of the optical radiation, dBm | Теоретический предел расшифровки сигнала P_{\min} , дБм / Theoretical limit of signal decryption P_{\min} , dBm | Протяженность отрезка объектовой ВОСП, км / Length segment of the object fiber optic transmission system, km | Ослабление оптической мощности источника излучения, дБ / Attenuation of the optical power radiation source, dB |
|--|----------------------------------|--|---|--|--|
| -5,8 | 1310 | -25,3 | -71,1 | 1 | 18,1 |
| -6,1 | 1550 | -18,5 | -71,8 | | 11,5 |

При значениях ослабления оптической мощности источника излучения, приведенных в табл. 2, скорость передачи информации составляла 85 Мбит/с как для длины оптического излучения 1310 нм, так и для 1550 нм.

При подключении серийно выпускаемой ответвителя-прищепки FOD 5503 для перехвата информации передача данных прекращалась. Отметим, что при подключении ответвителя-прищепки FOD 5503 к ВОСП значения ослабления мощности оптического излучения составляли: -5,7 дБ для длины волны оптического излучения 1310 нм и -7,0 дБ для длины волны излучения 1550 нм. Аналогичный результат получен и при использовании для вывода излучения оптического ответвителя 1X2.

При подключении оптического ответвителя 1X2 для вывода излучения мощности P_{\min} из волокна разъемные соединения дополнительно снижали мощность информационного сигнала на -1 дБ. Такое уменьшение мощности приводило к тому, что передача данных по ВОСП прекращалась.

Заключение

Предложен простой в реализации способ защиты объектовых ВОСП от несанкционированного доступа к информационному сигналу, основанный на ослаблении мощности этого сигнала. Отметим, что способ не требует сложных специальных средств и может быть легко осуществлен пассивными устройствами введения затухания на основе изгиба оптического волокна, свойства которых исследованы авторами в работе [4].

Показано, что применение способа не приводит на практике к существенному снижению скорости передачи данных в объектовой ВОПС.

Определен теоретический предел расшифровки сигнала для технологий передачи данных по оптическому волокну Ethernet. Получено, что наименьшее значение теоретического предела расшифровки сигнала соответствует технологии Fast Ethernet (100Base-FX).

Установлено, что при величине коэффициента ослабления оптического излучения $D > 20$ дБ передача данных по технологии Fast Ethernet (100Base-FX) прекращалась как для длины волны оптического излучения 1310 нм, так и для длины волны излучения 1550 нм.

Список литературы

1. Дмитриев С.А., Слепов Н.Н. *Волоконно-оптическая техника: современное состояние и новые перспективы*. Москва: Техносфера; 2010.
2. Шубин В.В. *Информационная безопасность волоконно-оптических систем*. Саров: РФЯЦ-ВНИИЭФ; 2015.
3. Зеневич А.О. *Обнаружители утечки информации из оптического волокна*. Минск: Белорусская государственная академия связи; 2017.
4. Зеневич А.О., Новиков Е.В., Лагутик А.А., Лукашик Т.М. Оценка возможности изгиба оптического волокна для перехвата информации. *Проблемы инфокоммуникаций*. 2021;1:10-16.

References

1. Dmitriev S.A., Slepov N.N. [*Fiber-optic technology: current state and new prospects*]. Moscow: Technosphera; 2010. (In Russ.)
2. Shubin V.V. [*Information security of fiber-optic systems*]. Sarov: RFNC-ARRIEP; 2015. (In Russ.)
3. Zenevich A.O. [*Detectors of information leakage from optical fiber*]. Minsk: Belarusian state academy of communications; 2017. (In Russ.)
4. Zenevich A.O., Novikov E.V., Lagutik A.A., Lukashik T.M. [Estimation of the possibility of using the bending of the optical fiber for intercepting information]. *Problems of infocommunications*. 2021;1:10-16. (In Russ.)

Вклад авторов

Зеневич А.О. осуществил научное руководство исследованием, сформулировал научные гипотезы, проверенные посредством эксперимента, принял участие в интерпретации результатов исследования.

Новиков Е.В. разработал методику проведения исследования, принял участие в интерпретации результатов исследования, подготовил статью к опубликованию.

Матковская Т.А. произвела настройку экспериментальной установки, провела измерения и обработку их результатов, подготовила статью к опубликованию.

Лагутик А.А. приняла участие в разработке методики проведения исследования, анализе и интерпретации результатов исследования.

Authors' contribution

Zenevich A.O. carried out the scientific leadership of the research, formulated scientific hypotheses, verified through experiment, and took part in the interpretation of the research results.

Novikov E.V. developed a research methodology, took part in the interpretation of research results, and prepared the article for publication.

Matkovskaia T.A. set up the experimental setup, carried out measurements and processed their results, as well as prepared an article for publication.

Lagutik A.A. took part in the development of research methods, analysis, and interpretation of research results.

Сведения об авторах

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

Новиков Е.В., к.т.н., доцент, директор Института
современных технологий связи Белорусской
государственной академии связи.

Матковская Т.А., аспирант Белорусской
государственной академии связи.

Лагутик А.А., младший научный сотрудник
Белорусской государственной академии связи.

Адрес для корреспонденции

220114, Республика Беларусь,
г. Минск, ул. Ф. Скорины, 8/2,
Белорусская государственная академия связи;
тел. +375-29-509-02-29;
e-mail: tandem7m@gmail.com
Матковская Татьяна Александровна

Information about the authors

Zenevich A.O., Dr. of Sci., Professor, Rector
of 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.

Matkovskaia T.A., Ph.D. student of the Belarusian
State Academy of Communications.

Lagutik A.A., Junior Researcher at the Belarusian
State Academy of Communications.

Address for correspondence

220114, Republic of Belarus,
Minsk, F. Skorina st., 8/2,
Belarusian State Academy of Communications;
tel. +375-29-509-02-29;
e-mail: tandem7m@gmail.com
Matkovskaia Tatiana Alexandrovna



<http://dx.doi.org/10.35596/1729-7648-2022-20-2-94-98>

Original paper

UDC 621.385.6

SIMULATION OF HIGH-POWER KLYSTRONS WITH HETEROGENEOUS FOCUSING MAGNETIC FIELD

ANATOLY V. AKSENCHYK, IRYNA F. KIRYNOVICH

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

Submitted 27 January 2022

© Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics, 2022

Abstract. The work shows a significant effect of the focusing magnetic field on the output characteristics of the klystron. When the calculations are done using nonlinear one-dimensional models, optimization of the parameters makes it possible to obtain versions of devices with the efficiency of 0.8 – 0.9 and higher. However, when testing these options using nonlinear two-dimensional models that take into account the radial motion of electrons, there is a significant discrepancy in the output characteristics obtained from the one-dimensional and two-dimensional models. This is due to the fact that during the motion of the electron beam, the radii of the leading centers of the large particles change the coefficients of interaction of the particle fields with the electromagnetic fields of the resonators change, which leads to a change in the output characteristics of the klystrons: efficiency, output power, and gain. On the other hand, it seemed that setting a large focusing magnetic field to exclude the radial motion of particles could eliminate this drawback, however, another problem arises here - the magnetic system for focusing becomes unacceptably large and it is technically difficult to obtain magnetic induction values of more than 2 T (the weight of the magnetic system can be several hundred kilograms). Therefore, one should choose the magnetic field induction for focusing the electron beam no more than 1T. In this paper, a two-dimensional nonlinear mathematical model (2.5D) is proposed that takes into account the azimuthal component in the equations of motion. In the model, the induction of the focusing magnetic field is set in the form of tables. This makes it possible to set the inhomogeneity of the magnetic field at any place in the interaction space of the klystron. The calculation of a powerful relativistic klystron with an accelerating voltage of 1000 kV and the beam current of 250 A was carried out. The use of an inhomogeneous magnetic field makes it possible to reduce the deposition of electrons in the region of the gaps. Therefore, a decrease in the electron deposition leads to an increase in the durability of klystrons.

Keywords: klystron, relativistic, O-type amplifier, resonator, optimization, magnetic field, focusing, induction, two-dimensional.

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

For citation. Aksenych A.V., Kirynovich I.F. Simulation of High-Power Klystrons with Heterogeneous Focusing Magnetic Field. Doklady BGUIR. 2022; 20(2): 94-98.

Introduction

The klystron is the first microwave device that uses the conversion of the velocity modulation of the electron beam into density modulation, followed by the extraction of energy from grouped electron bunches. In the klystron, the following main nodes can be distinguished. The cathode node serves to emit electrons into the interaction space. Under the influence of the accelerating voltage, an electron beam is created on which a longitudinal constant magnetic field is applied, which is necessary for focusing the electron beam. To create a magnetic field, the permanent magnets or solenoids are used.

Next, the electron flow enters the grouper, which consists of one or more resonators. In the grouper, the electron flow, interacting with the fields in the gaps of the resonators, is modulated in terms of velocity and density. The result is – dense bunches of electrons are formed in the electron flow. Next, the electron flow enters the energy selector, which may consist of one or more resonators. In the energy selector, the electron bunches are slowed down and the kinetic energy of the bunches is converted into the energy of the electromagnetic field of the selector resonators and removed from the resonator to be used in various devices. After passing through the selector, not all electrons are slowed down, in other words they gave up their energy, therefore, an integral part of the klystrons is a collector, on which the remaining electrons settle. Their kinetic energy on the collector is dispersed in the form of heat.

Currently, due to the wide use of klystrons in various fields: in radio engineering systems, in power transmission systems using microwave electromagnetic waves, in space communications, radar, radio navigation, it is constantly required to improve such parameters as efficiency, gain, output power, frequency bands, durability of devices, and other parameters. With this in mind, the work on improving the characteristics of klystrons is constant.

In previous works [1], in the two-dimensional model of the klystron, the induction of the focusing magnetic field was set to be the same over the entire region of electron flight. To create a focusing magnetic field, both permanent magnets [3–8] and solenoids [4–8] are used.

When optimizing the parameters in the optimal versions of the devices, significant electron deposition in the region of the exit gaps was often observed. The settling of electrons on the walls of the gaps of the resonators at high powers of the electron beam leads to the scorching of the walls of the gaps and to the failure of the device. This led to the need of developing a program that allows to change the magnetic field in the region of interest in order to reduce electron deposition.

Main Part

The previously developed two-dimensional mathematical model [1] is supplemented by taking into account the azimuthal component in the equations of motion. The azimuthal component is determined using the conservation law for azimuthally symmetric fields (in the adiabatic approximation) [2]: $m_1 r_0^2 \dot{\phi}_0 - \frac{e r_0^2}{2} B_0(z_0) = m r^2 \dot{\phi} - \frac{e r^2}{2} B_0(z)$.

Let's rewrite this equation in the following form: $\frac{m_0}{f_0} r_0^2 (\dot{\phi}_0 - \Omega_0 / 2) = \frac{m_0}{f_1} r^2 (\dot{\phi} - \Omega / 2)$.

From this equation we can determine: $\dot{\phi} = M^0 / r^2 + \Omega / 2$,

where $\Omega_0 = \frac{e}{m} B_0(z_0)$; $\Omega = \frac{e}{m} B_0(z)$; $m = m_0 / f_1$; $f_0 = \sqrt{1 - (\frac{v_0}{c})^2}$; $f_1 = \sqrt{1 - (\frac{v}{c})^2}$; $B_0(z)$ –

distribution of the magnetic field on the axis; $M^0 = M \cdot f_1 / f_0$; $M = r_0^2 (\dot{\phi}_0 - \Omega_0 / 2)$; $r_0, \dot{\phi}_0, v_0, \Omega_0$ – values of the corresponding parameters in the input section.

Based on the developed model, a program was compiled and calculations were made for a powerful relativistic ten-resonator klystron with an accelerating voltage of 1000 kV and an electron beam current of 250 A. The number of the electron stream layers is 3, the number of electrons in the layer is 32. The klystron has 7 resonators in the grouper and a distributed selector on 3 autonomous resonators. To speed up calculations in the mathematical model, the grouper is calculated according to the numerical-analytical method described in [1]. By means of this technique, in this version of the klystron, the first six cascades of the buncher were calculated. The remaining cascades of the klystron were calculated using a two-dimensional nonlinear model. The optimization of voltages and phases at the gaps of the resonators to the maximum efficiency was carried out, therefore the calculation was carried out with the matching of the fields in the gaps of the resonators.

First, a variant was calculated for the constant focusing magnetic field with the induction $B = 0.5$ T along the entire length of the klystron. The number of settled electrons – 4, all electrons are from the first layer. Electron efficiency equals = 0.81, the total efficiency for the resonators is 0.79, the current transmission coefficient is 0.958. the power of the settled electrons is 0.008. Fig. 1 shows graphs of changes in the radial coordinates of particles for three layers. From fig. 1 one can see that most of the electrons settled in the area of the last gap.

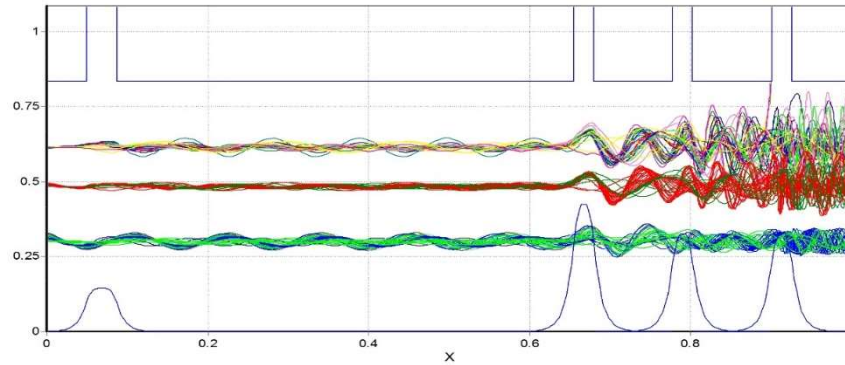


Fig. 1. Graphs of changes in the radial coordinates of particles from the longitudinal coordinate X for three layers. Magnetic field induction $B = 0.5$ T.

At the lower magnetic field $B = 0.4$ (T) of settled electrons – 8, all electrons from the first layer. Electronic efficiency = 0.783, the total efficiency for the resonators is 0.776, the current transmission coefficient is 0.916. the power of the settled electrons is 0.023. Figure 2 shows the graphs of changes in the radial coordinates of particles for three layers. Fig. 2 shows that most of the electrons settled in the area of the last gap.

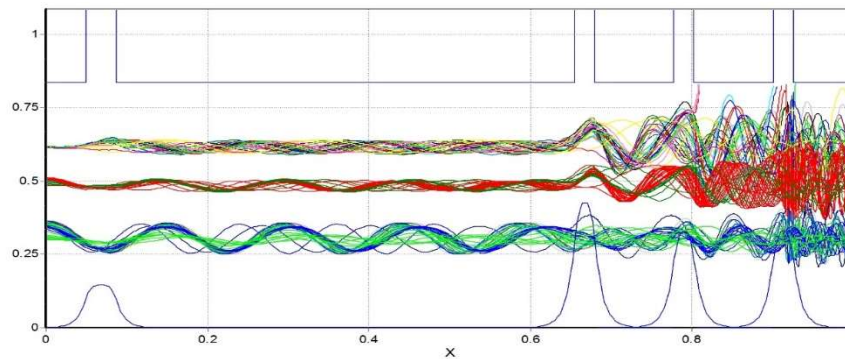


Fig. 2. Graphs of changes in the radial coordinates of particles from the longitudinal coordinate X for three layers. Magnetic field induction $B = 0.4$ T.

At the magnetic field $B = 0.2$ (T) of settled electrons – 50, that corresponds to the layers: 26, 13, 12. Electronic efficiency = 0.685, the total efficiency for the resonators is 0.698, the current transmission coefficient is 0.479, and the power of the settled electrons is 0.204. Fig. 3 shows the graphs of changes in the radial coordinates of particles for three layers. One can see that most of the electrons settle in the region of the eighth and tenth gaps.

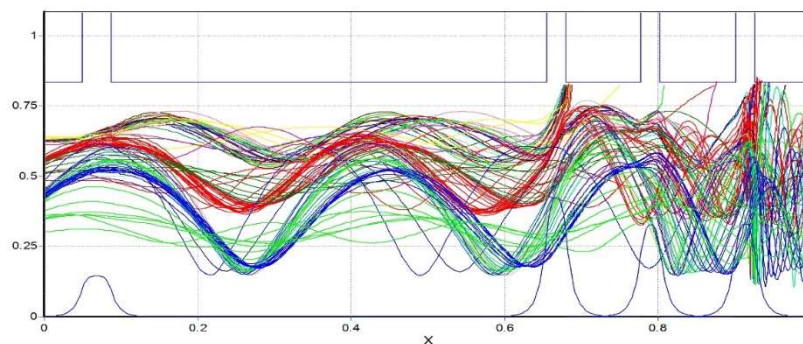


Fig. 3. Graphs of changes in the radial coordinates of particles from the longitudinal coordinate X for three layers. Magnetic field induction $B = 0.2$ T.

For further calculations, the option with the induction of an inhomogeneous focusing magnetic field at the beginning of the interaction region $B = 0.5$ T was chosen.

The induction of an inhomogeneous focusing magnetic field at the distance (Fig. 4) $X = 0$ (the beginning of the interaction region) to $X = 1$ (the end of the interaction region – the electrons left the last gap) changed linearly from $B = 0.5$ T to $B = 0.8$ T.

Fig. 4 shows the dependences of the transverse coordinates Y of the centers of motion of large particles on the longitudinal coordinate X for three layers for an inhomogeneous magnetic field. There are no settled electrons.

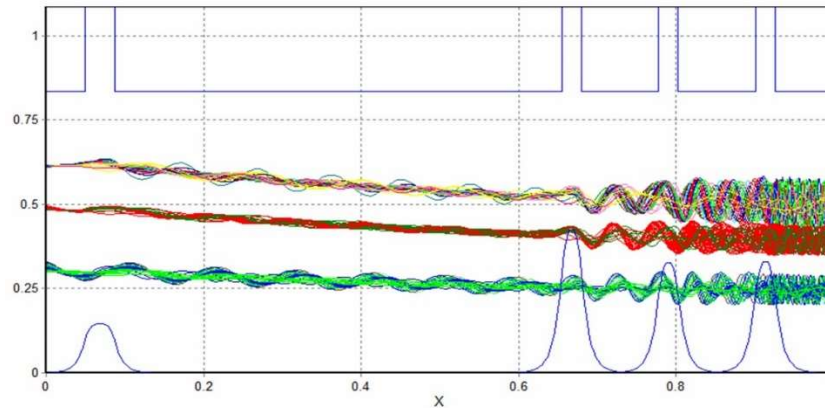


Fig. 4. Dependences of the transverse coordinates Y of the centers of motion of large particles on the longitudinal coordinate X for three layers for an inhomogeneous magnetic field.

As a result of optimization, the electronic efficiency of 0.797 was obtained, the output power was 196 MW. There are no settled electrons. The total efficiency for the resonators is 0.785, the current transmission coefficient is 1, the power of the settled electrons is 0.

Conclusion

A two-dimensional nonlinear model (2,5D) was proposed in order to calculate the interaction processes in klystrons, taking into account the inhomogeneous focusing magnetic field. It was noted that the electron deposition on the walls of the resonator gaps at high powers of the electron beam leads to the scorching of the walls of the gaps that in turn results in the failure of the device. The usage of the developed model allows to eliminate electron deposition in the output gaps, that leads to an increase in the durability of powerful klystrons.

References

1. Aksenchyk AV, Kuraev AA [Powerful microwave devices with discrete interaction (theory and optimization)]. Minsk: Bestprint, 2003. (In Russ.)
2. Webber S.E. Ballistic analysis of a two-cavity finite beam klystron // *IRE Trans.* V. ED-5. April, 1958:98–108.
3. Elizarov A.A. [Physics of intense electron and ion beams]. Tutorial. Mosk. State Institute of Electronics and Mathematics. M., 2007. (In Russ.)
4. Bai Y., Price J.S., Safdar A., Neculaes B. Design of shielded solenoids for Charged particle beam application. // *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*. 2020;30(4).
5. Alamovsky I.V. Electron beams and electron guns. M. Sov. Radio. 1966.
6. Nguyen K.T., Pasour J.A., Thomas M. Antonsen. Intense Sheet Electron Beam Transport in a Uniform Solenoidal Magnetic Field // *IEEE Trans. Electron Devices*. 2009;56(5.):744-751.
7. Panda P.Ch., Srivastava V., Vohra A. Analysis of Sheet Electron Beam Transport Under Uniform Magnetic Field // *IEEE Trans. Plasma Science*. 2013;41(3):461-468.
8. Mikheev D., Savvin V., Kazaryan G. Dynamics of sheet electron beam in cyclotron-wave converter // *Proc. Vacuum Electron Sources Conference (IVESC), Saint-Petersburg*. 2014:1.

Authors' contribution

Aksenchyk A.V. carried out the formulation of the problem for the study, prepared the manuscript of the article.

Kiryovich I.F. performed calculations of variants of klystrons for different induction of the focusing magnetic field and plotting.

Information about the authors

Aksenchyk A.V., Dr. of Sci., Professor, Professor at the Computational Methods and Programming Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Kiryovich I.F., Cand. of Sci., Associate Professor, Associate Professor at the Engineering Psychology and Ergonomics Department of the Belarusian State University of Informatics and Radioelectronics.

Address for correspondence

220013, Republic of Belarus,
Minsk, P. Brovka st., 6,
Belarusian State University
of Informatics and Radioelectronics
tel. + 375-44-702-00-95
e-mail: aksenchik@bsuir.by
Aksenchyk Anatoly Vladimirovich

