

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2020/2



EIE **Електротехніка і** **Електромеханіка**

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи.

Силова електроніка

Теоретична електротехніка та електрофізика

Техніка сильних електричних та магнітних полів.

Кабельна техніка

Електричні станції, мережі і системи

Ювілеї

З 2015 р. журнал індексується у міжнародній

наукометричній базі Web of Science

Core Collection: Emerging Sources

Citation Index



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Видання засновано Національним технічним університетом «Харківський політехнічний інститут» (НТУ «ХПІ») та Державною установою «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України» (ДУ «ІТПМ НАНУ»)

Журнал засновано у 2002 р.

Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації
Серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014 р.



«ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

Klymenko B.V.	Editor-in-Chief , Professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" (NTU "KhPI"), Ukraine
Sokol Ye.I.	Deputy Editor , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Rector of NTU "KhPI", Ukraine
Rozov V.Yu.	Deputy Editor , Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Director of State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine" (SI "ITPM NASU"), Kharkiv, Ukraine
Batygin Yu.V.	Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bíró O.	Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Bolyukh V.F.	Professor, NTU "KhPI", Ukraine
Colak I.	Professor, Nisantasi University, Istanbul, Turkey
Doležel I.	Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
Féliachi M.	Professor, Technological Institute of Saint-Nazaire, University of Nantes, France
Gurevich V.I.	Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Ida N.	Professor, The University of Akron, Ohio, USA
Kildishev A.V.	Associate Research Professor, Purdue University, USA
Kuznetsov B.I.	Professor, SI "ITPM NASU", Ukraine
Kyrylenko O.V.	Professor, Member of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine (IED of NASU), Kyiv, Ukraine
Nacke B.	Professor, Gottfried Wilhelm Leibniz Universität, Institute of Electrotechnology, Hannover, Germany
Podoltsev A.D.	Professor, IED of NASU, Kyiv, Ukraine
Rainin V.E.	Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Rezynkina M.M.	Professor, NTU "KhPI", Ukraine
Shkolnik A.A.	Ph.D., Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, member of CIGRE (SC A2 - Transformers), Haifa, Israel
Trichet D.	Professor, Institut de Recherche en Energie Electrique de Nantes Atlantique, Nantes, France
Yatchev I.	Professor, Technical University of Sofia, Sofia, Bulgaria
Yuferov V.B.	Professor, National Science Center "Kharkiv Institute of Physics and Technology", Ukraine
Zagirnyak M.V.	Professor, Member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
Zgraja J.	Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland

НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

Клименко Б.В.	головний редактор , професор, НТУ "ХПІ"
Сокол Є.І.	заступник головного редактора , член-кор. НАНУ, ректор НТУ "ХПІ"
Розов В.Ю.	заступник головного редактора , член-кор. НАНУ, директор ДУ "ІТПМ НАНУ"
Гречко О.М.	відповідальний секретар , к.т.н., НТУ "ХПІ"
Баранов М.І.	д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Буряковський С.Г.	професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Буткевич О.Ф.	професор, Інститут електродинаміки НАНУ
Василів К.М.	професор, НУ "Львівська Політехніка"
Васьковський Ю.М.	професор, НТУУ "Київський політехнічний інститут ім. Ігоря Сікорського"
Гриб О.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Гурин А.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Жемеров Г.Г.	професор, НТУ "ХПІ"
Клепиков В.Б.	професор, НТУ "ХПІ"
Мілих В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Михайлов В.М.	професор, НТУ "ХПІ"
Омельяненко В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Петрушин В.С.	професор, ОНПУ, Одеса
Резинкін О.Л.	професор, НТУ "ХПІ"
Сосков А.Г.	професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова
Щербак Я.В.	професор, НТУ "ХПІ"
Ягуп В.Г.	професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова

* Члени національної редакційної колегії працюють у провідних українських наукових, освітніх та дослідницьких установах

NATIONAL EDITORIAL BOARD*

Klymenko B.V.	Editor-in-Chief , Professor, NTU "KhPI"
Sokol Ye.I.	Deputy Editor , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Rector of NTU "KhPI"
Rozov V.Yu.	Deputy Editor , Corresponding Member of NAS of Ukraine, Director of SI "ITPM NASU"
Grechko O.M.	Executive Managing Editor , Ph.D., NTU "KhPI"
Baranov M.I.	Dr.Sc. (Eng.), Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
Buriakovskiy S.G.	Professor, Director of Institute "Molniya" of NTU "KhPI"
Butkevych O.F.	Professor, IED of NASU
Vasylyiv K.M.	Professor, Lviv Polytechnic National University
Vaskovskiy Yu.M.	Professor, NTUU "Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute"
Gryb O.G.	Professor, NTU "KhPI"
Guryn A.G.	Professor, NTU "KhPI"
Zhemerov G.G.	Professor, NTU "KhPI"
Klepikov V.B.	Professor, NTU "KhPI"
Milykh V.I.	Professor, NTU "KhPI"
Mikhaylov V.M.	Professor, NTU "KhPI"
Omel'yanenko V.I.	Professor, NTU "KhPI"
Petrushin V.S.	Professor, Odessa National Polytechnic University
Rezynkin O.L.	Professor, NTU "KhPI"
Soskov A.G.	Professor, O.M. Beketov NUUE in Kharkiv
Shcherbak Ya.V.	Professor, NTU "KhPI"
Yagup V.G.	Professor, O.M. Beketov NUUE in Kharkiv

* Members of National Editorial Board work in leading Ukrainian scientific, educational and research institutions

Адреса редакції / Editorial office address:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Кирпичова, 2, м. Харків, 61002, Україна
Dept. of Electrical Apparatus, NTU "KhPI", Kurpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +380 57 7076281, +380 67 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

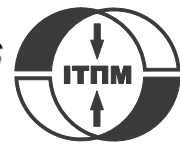
ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2020
© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2020

Підписано до друку 16.04.2020 р. Формат 60 x 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,5.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-02-2020. Ціна договірна.

Надруковано ТОВ "Друкарня "Мадрид", Україна, 61024, м. Харків, вул. Гуданова, 18



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 53: Лауреаты Нобелевской премии по физике за 2016–2019 гг. 3

Електричні машини та апарати

Милых В.И., Шилкова Л.В. Характеристики цилиндрического индуктора вращающегося магнитного поля технологического назначения при его питании от сети с заданным напряжением..... 13

Практ В.А., Дмитриевский В.А., Казакбаев В.М., Ошурбеков С.Х. Сравнительный анализ двух однофазных высокоскоростных машин с магнитами на статоре..... 20

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Petrov S.V., Kolomiets V.V., Kobilyanskiy B.B. Active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic 26

Теоретична електротехніка та електрофізика

Баранов М.И., Рудаков С.В. Расчетно-экспериментальное определение усредненного числа квантованных продольных электронных полуволин де Бройля в цилиндрическом проводнике с импульсным аксиальным током ... 33

Толмачев С.Т., Ильченко А.В. Принцип взаимности для нелинейной анизотропной среды без гистерезиса: теория и практика применения..... 40

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Шиндерук С.А. Экспериментальные исследования распределения тока на поверхности листовой заготовки в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения 46

Беспрозванных А.В., Костюков И.А. Метод вейвлет анализа временных рядов параметров диэлектрической абсорбции электроизоляционных конструкций..... 52

Пальчиков О.О. Определение эффективной диэлектрической проницаемости гетерогенного материала 59

Електричні станції, мережі і системи

Ромашко В.Я., Батрак Л.М., Абакумова О.О. Регулювальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу, що заряджає акумулятор від сонячної батареї..... 64

Regad M., Helaimi M., Taleb R., Gabbar H., Othman A. Optimal frequency control in microgrid system using fractional order PID controller using Krill Herd algorithm 68

Ювілеї

Буряковский Сергей Геннадиевич (к 60-летию со дня рождения) 75

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 53: Nobel Prize Laureates in Physics for 2016-2019. 3

Electrical Machines and Apparatus

Milykh V.I., Shilkova L.V. Characteristics of a cylindrical inductor of a rotating magnetic field for technological purposes when it is powered from the mains at a given voltage..... 13

Prakht V.A., Dmitrievskii V.A., Kazakbaev V.M., Oshurbekov S.Kh. Comparative analysis of two high-speed single-phase electrical machines with permanent magnets on the stator 20

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Bovdui I.V., Petrov S.V., Kolomiets V.V., Kobilyanskiy B.B. Active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic 26

Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics

Baranov M.I., Rudakov S.V. Calculation-experimental determination of the average number of quantized longitudinal electron de Broglie half waves in a cylindrical conductor with pulsed axial current..... 33

Tolmachev S.T., Il'chenko A.V. The reciprocity principle for a nonlinear anisotropic medium without hysteresis: theory and practice of application..... 40

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A. Experimental investigation of the current distribution on the sheet blank surface in linear tools of magnetic-pulsed attraction	46
Bezprozvannykh G.V., Kostjukov I.A. A method of wavelet analysis of time series of parameters of dielectric absorption of electrical insulating structures	52
Palchykov O.O. Determination of the effective permittivity of a heterogeneous material.....	59

Power Stations, Grids and Systems

Romashko V.Ya., Batrak L.M., Abakumova O.O. Regulatory characteristics of the step-down switching regulator which charges the battery from the solar battery	64
Regad M., Helaimi M., Taleb R., Gabbar H., Othman A. Optimal frequency control in microgrid system using fractional order PID controller using Krill Herd algorithm	68

Anniversaries

Buriakovskiy S.G. (on the 60th anniversary of his birth).....	75
---	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2020 рік – 770,58 грн., на два місяці – 128,43 грн., на чотири місяці – 256,86 грн., на шість місяців – 385,29 грн., на вісім місяців – 513,72 грн., на десять місяців – 642,15 грн. Передплатний індекс у каталозі ПАТ «УкрПошта»: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

Згідно Наказу МОН України №1412 від 18.12.2018 р. науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включено до найвищої категорії «А» Переліку фахових видань України з технічних наук.

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», зареєстрованому у Міжнародній системі реєстрації періодичних видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського, а також доступна на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua/>).

Починаючи з №1 за 2016 р. усі статті на сайті доступні на двох мовах – обов'язково англійською, а також російською або українською. Також кожній статті в журналі присвоюється унікальний цифровий ідентифікатор DOI (Digital Object Identifier) від організації Crossref (<http://crossref.org/>).

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у наукометричній базі даних Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендована МОН України, а також у таких міжнародних базах даних: Index Copernicus (ICV 2018: 100.00), Російський Індекс Научного Цитування – РИНЦ (ELIBRARY), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



7 березня 2020 р. на 78 році життя раптово помер відомий вчений у галузі електромеханіки і електричних апаратів, доктор технічних наук, професор, головний редактор журналу «Електротехніка і електромеханіка», багаторічний завідувач кафедри електричних апаратів НТУ «ХП» Клименко Борис Володимирович.

Завдячуючи неабиякому інтелекту, таланту, освіченості, цілеспрямованості та працьовитості Борис Володимирович заслужено набув великого авторитету фахівця і дослідника у вищих навчальних закладах, підприємствах і фірмах як України так і зарубіжжя. Він був автором трьох монографій, близько 200 друкованих праць й 70 авторських свідоцтв і патентів, а його монографія «Форсовані електромагнітні системи» є настільною у багатьох фахівців у галузі електричних апаратів. Під його керівництвом було підготовлено вісім кандидатських і дві докторських дисертації.

Багато уваги і сил Борис Володимирович приділяв організаційно-методичній роботі та питанням змісту вищої освіти. Він розробив оригінальні курси дисциплін, що викладав, а його термінологічні посібники і підручники з електричних апаратів широко відомі за межами НТУ «ХП». За його ініціативи з 1998 р. щорічно проводиться міжнародний симпозіум SIEMA з проблем удосконалення електричних машин і апаратів, а з 2002 р. виходить науково-практичний журнал «Електротехніка і електромеханіка», в якому він до останнього дня був головним редактором.

Серед колег Борис Володимирович користувався заслуженою повагою і авторитетом за доброзичливістю, тактовністю, скромністю, вміння знайти потрібні слова і виконати будь-яку роботу. Кожен міг зайти до Бориса Володимировича зі своїм питанням, за порадою, у нього завжди були відчинені двері, і ніхто не шов від нього не отримавши відповіді.

Ми глибоко сумуємо і висловлюємо щирі співчуття рідним і близьким Бориса Володимировича. Вічна пам'ять!

М.И. Баранов

**АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 53:
ЛАУРЕАТЫ НОБЕЛЕВСКОЙ ПРЕМИИ ПО ФИЗИКЕ ЗА 2016–2019 ГГ.**

Наведено короткий аналітичний огляд видатних науково-технічних досягнень вчених, які відмічені Нобелівською премією по фізиці за період 2016-2019 рр. У число таких досягнень представників світової наукової спільноти увійшли: теоретичні відкриття топологічних фазових переходів і топологічних фаз матерії, експериментальне відкриття гравітаційних хвиль, революційні винаходи в галузі лазерної фізики, астрономічні відкриття і внесок в наше розуміння еволюції Всесвіту і місця Землі в космосі. Бібл. 22, рис. 14.

Ключові слова: Нобелівська премія по фізиці, видатні науково-технічні досягнення, теоретичні відкриття топологічних фазових переходів і топологічних фаз матерії, експериментальне відкриття гравітаційних хвиль, революційні винаходи в галузі лазерної фізики, астрономічні відкриття і внесок в наше розуміння еволюції Всесвіту і місця Землі в космосі.

Приведен краткий аналитический обзор выдающихся научно-технических достижений ученых, отмеченных Нобелевской премией по физике за период 2016-2019 гг. В число таких достижений представителей мирового научного сообщества вошли: теоретические открытия топологических фазовых переходов и топологических фаз материи, экспериментальное открытие гравитационных волн, революционные изобретения в области лазерной физики, астрономические открытия и вклад в наше понимание эволюции Вселенной и места Земли в космосе. Библ. 22, рис. 14.

Ключевые слова: Нобелевская премия по физике, выдающиеся научно-технические достижения, теоретические открытия топологических фазовых переходов и топологических фаз материи, экспериментальное открытие гравитационных волн, революционные изобретения в области лазерной физики, астрономические открытия и вклад в наше понимание эволюции Вселенной и места Земли в космосе.

Введение. Как известно, Нобелевская премия по физике присуждается один раз в год Шведской королевской академией наук. Это одна из пяти Нобелевских премий (в области физики, химии, физиологии, литературы и установления мира между народами), появившаяся в научном мире по воле (данный факт был задокументирован в 1895 г. [1]) известного шведского инженера и изобретателя химических взрывчатых веществ Альфреда Нобеля (1833-1896 гг.), которая вручается, начиная с 1901 г., живым ученым-физикам за их «проверенные» временем выдающиеся научно-технические достижения [2]. Укажем, что в денежном выражении эта престижная международная премия за свой более чем столетний срок претерпевала обусловленные финансовым состоянием Нобелевского фонда изменения и в 2017 г. составляла 9 млн. шведских крон (около 1,12 млн. долларов США) [3]. Официальная церемония вручения этой ценной премии по сложившейся традиции происходит 10 декабря каждого года (в день смерти А. Нобеля) в шведской столице г. Стокгольме и награду ее лауреатам в составе не более трех человек торжественно передает король Швеции (исключением из этой традиции являлась Нобелевская премия мира, торжественная церемония вручения которой проходит ежегодно в столице Норвегии – г. Осло в указанное выше время).

Ранее автором в [2, 4-8] были изложены основные выдающиеся достижения в науке и технике лауреатов Нобелевской премии по физике за современный временной период 1990-2015 гг. Постараемся ниже представить вкратце подобные научно-технические достижения ученых-физиков мира за последние годы, ограниченные временным периодом 2016-2019 гг.

Целью статьи является краткое изложение выдающихся достижений в науке и технике лауреатов Нобелевской премии по физике за современный временной период, охватывающий 2016-2019 гг.

1. Нобелевская премия по физике за 2016 г.

Лауреатами этой престижной премии за 2016 г. стали американско-британские физики-теоретики Майкл Костерлиц (*John Michael Kosterlitz*, родился 22 июня 1943 г., рис. 1) и Дэвид Таулесс (*David James Thouless*, родился 21 сентября 1934 г., рис. 2) и Данкан Халдейн (*Frederick Duncan Michael Haldane*, родился 14 сентября 1951 г., рис. 3), работающие в США [1]. Нобелевская премия данным ученым-физикам была присуждена не за одно конкретное научное открытие, а за целый список пионерских научных работ, которые в период 1970-1980 гг. стимулировали развитие нового направления в физике конденсированных сред [1]. Отметим, что в соответствующем решении Нобелевского комитета было указано, что эта премия М. Костерлицу, Д. Таулессу и Д. Халдейну присуждается «...за теоретические открытия топологических фазовых переходов и топологических фаз материи» [1].



Рис. 1. Выдающийся американско-британский физик-теоретик Дж. Майкл Костерлиц (*John Michael Kosterlitz*, 1943 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2016 г. [1]

© М.И. Баранов



Рис. 2. Выдающийся американско-британский физик-теоретик Дэвид Дж. Таулесс (David James Thouless, 1934 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2016 г. [1]



Рис. 3. Выдающийся американско-британский физик-теоретик Ф. Данкан Халдейн (Frederick Duncan Michael Haldane, 1951 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2016 г. [1]

В земной природе так сложилось, что физика конденсированных сред оказалась самым богатым на разнообразные явления разделом физики. Для ясности излагаемого ниже сложного научного материала ответим себе, прежде всего, на простой вопрос: что же в физике понимается под конденсированной средой? *Конденсированная среда* – это множество однотипных частиц вещества, собравшихся вместе и сильно воздействующих друг на друга [9]. Конденсировать (происходит от лат. слова «*condensare*» – «сгущать» [10]) вещество – это значит превращать его из газообразного состояния в жидкое или твердое кристаллическое. Поэтому разреженный газ конденсированной средой не является. В конденсированной среде богатство физических явлений возникает самопроизвольно динамическим путем как результат *коллективных эффектов* [1]. В этой связи свойства конденсированной среды определяется синхронным *коллективным движением* входящих в ее состав огромного числа частиц, а вовсе не ее отдельных частиц. Оказывается, что в рассматриваемой нами среде этих *коллективных движений* присутствует огромное разнообразие.

В работах названных выше зарубежных физиков-теоретиков было установлено, что конденсированная среда может «разговаривать» не только на «языке» *синхронных коллективных движений* своих частиц, но и на «языке» *топологически нетривиальных возбуждений* [1]. Для читателя данное физическое понятие требует своего разъяснения. Термин «*топология*» происходит от греч. слов «*topos*» – «место» и «*logos*» – «слово» [10]. В этой связи топология как раздел ма-

тематики занимается изучением общих свойств геометрических фигур, не изменяющихся при любых непрерывных преобразованиях этих фигур [10]. Из такого раздела математики как геометрия следует, что если одну геометрическую фигуру можно свести плавной деформацией к другой, то такие две фигуры считаются топологически эквивалентными. Если две геометрические фигуры никакими плавными изменениями друг в друга не превращаются, то такие фигуры считаются топологически разными. Далее остановимся на термине «*возбуждение*». В физике конденсированных сред *возбуждение* – это любое коллективное отклонение от «мертвого» неподвижного состояния среды и ее частиц, то есть от состояния с наименьшей энергией [1]. Колебательное возбуждение кристаллической структуры вещества, характеризующееся наличием в ней звуковых волн (фононов), может вызываться как внешними причинами (например, механическим ударом по кристаллу), так и внутренними спонтанными причинами (например, наличием в кристалле ненулевой температуры). Широко известное нам из курса атомной физики обычное тепловое дрожание кристаллической решетки вещества обусловлено взаимным наложением друг на друга колебательных возбуждений (фононов) с различными длинами своих волн [9]. В случае, когда концентрация в кристалле фононов велика, в нем происходит фазовый переход и кристалл плавится. Отсюда можно заключить, что как только физики-теоретики начинают понимать в терминах каких возбуждений следует описывать ту или иную конденсированную среду, то они получают в свои руки научный «ключ» к ее термодинамическим и иным физическим свойствам.

Известно, что регулированием амплитуды звуковых колебаний (фононов) можно плавно изменять силу (энергию) этих колебаний: от их максимума до их минимума (нуля). Поэтому фононы являются *топологически тривиальными возбуждениями* материи. Как окружающий нас мир разнообразен, так и разнообразны в нем и его конденсированные среды. В некоторых таких средах бывают возбуждения, которые нельзя плавно уменьшить до нуля. Причем, не физически нельзя, а принципиально нельзя (их форма не позволяет). В них возбуждения по своей форме топологически отличаются от указанных выше фононов. В этом случае не существует плавной операции, которая бы переводила физическую систему (среду) с возбуждением в подобную систему с наименьшей энергией. Свойства таких физических сред изменяются скачкообразно. Именно топология позволила описать физикам свойства материи, изменяющиеся скачкообразно.

Группе американских физиков-теоретиков в составе М. Костерлицы, Д. Таулесса и Д. Халдейна, являющихся британцами по происхождению, использовавших в качестве научного инструмента топологические методы математики, удалось в ходе своих многолетних теоретических исследований в период 1970-1980 гг. получить математическое описание скачкообразно изменяющихся параметров в конденсированном веществе [1]. Они показали, что в конденсированных системах типа двумерных сверхпроводников фазовые переходы имеют очень специфический ха-

рактар и действительно связаны с топологическими особенностями (возбуждениями) – вихрями, которые рождаются парами «вихрь – антивихрь» [1]. Указанные ученые-физики разработали детально продвинутые математические методы для описания необычных фаз и свойств материи. Например, для таких широко известных материалов как сверхпроводники, сверхтекучие жидкости и магнитные пленки. Для объективности в этом сложном и важном научном вопросе следует отметить тот факт, что в 1971 г. советский физик-теоретик Вадим Березинский (1935-1980 гг.), работавший в Институте теоретической физики им. Л.Д. Ландау АН СССР, впервые в мире выдвинул идею о том, что в основе фазовых переходов в тонких слоях сверхпроводников и сверхтекучих (квантовых) жидкостей лежат топологические возбуждения – вихри, спонтанно возникающие в материи в виде связанных пар «вихрь – антивихрь» (кстати, эта научная идея легла в основу его кандидатской диссертации) [1]. При конечной температуре вещества такие пары могут рождаться в ходе плавного локального внутриструктурного изменения. Именно они (эти вихревые пары) разрушают в двумерном случае кристаллическую фазу вещества при низких температурах. Поэтому недаром этот фазовый переход в конденсированной среде стал называться фазовым переходом «Березинского-Костерлица-Таулесса» [11]. В этой связи в рассматриваемой Нобелевской премии имеется и определенный российский «след». Укажем и то, что наиболее важные работы советского ученого-физика В. Березинского относятся к теории фазовых переходов в двумерных системах и теории локализации в неупорядоченных одномерных проводниках. Именно он впервые теоретически показал, что тонкая (порядка нескольких ангстрем) пленка жидкого гелия при низких температурах обладает свойством сверхтекучести [1].

В 1972 г. М. Костерлиц и Д. Таулесс (на год позже нашего В. Березинского), осознав важную роль топологических возбуждений, пришли к аналогичному выводу об определяющем влиянии связанных пар «вихрь – антивихрь» в фазовых переходах в материи [11]. Они пошли дальше и установили, что при повышении температуры вещества в нем накапливается столько связанных пар «вихрь – антивихрь», что отдельные пары *расплетаются*. При этом в конденсированной среде физическая картина кардинально меняется и ее термодинамические характеристики испытывают скачкообразные изменения: в среде происходит фазовый переход, вызванный распутыванием топологических возбуждений [1]. В пресс-релизе Нобелевского комитета в связи с присуждением указанной группе ученых-физиков соответствующей премии за 2016 г. было сказано [12]: «...Ученые открыли дверь в неизведанный мир, где материя может принимать «странные» состояния. Они использовали необычные математические методы для изучения необычных фаз или состояний материи. Работа ученых может быть в дальнейшем использована в науке и электронике». Они опровергли существовавшие на тот момент времени теории сверхпроводимости и сверхтекучести материи, которые утверждали, что эти яв-

ления могут происходить только в тонких слоях вещества. Эти ученые-физики теоретически показали, что в веществе явление сверхпроводимости может возникать исключительно при низких температурах. Они дали точное объяснение этому физическому механизму на основе фазовых переходов и установили, что данное явление исчезает из-за этих переходов при более высоких температурах [11]. Отметим, что сегодня топологическое описание фазовых переходов в веществе используется не только в случае тонкого слоя, но и для обычных трехмерных материалов. Дальнейшее развитие этой области физики привело к созданию и изучению нового класса веществ – популярных сегодня топологических изоляторов [11]. За последнее десятилетие эта область физики была расширена многочисленными исследованиями, направленными на поиск необычных фаз вещества. Сейчас многие исследователи мира занимаются созданием новых топологических материалов, которые могут быть использованы в сверхпроводниках, электронике нового поколения и квантовых компьютерах [1, 11].

2. Нобелевская премия по физике за 2017 г. Нобелевскими лауреатами по физике за 2017 г. стали плодотворно работающие в США выдающиеся физики-экспериментаторы Райнер Вайсс (*Rainer Weiss*, родился 29 сентября 1932 г., рис. 4), Барри К. Бэриш (*Barry Clark Barish*, родился 27 января 1936 г., рис. 5) и Кип С. Торн (*Kip Stephen Thorne*, родился 1 июня 1940 г., рис. 6) «...за решающий вклад в создание детектора LIGO и регистрацию гравитационных волн» [13]. Американские ученые Р. Вайсс (профессор физики Массачусетского технологического института), а также Б. Бэриш и К. Торн (профессора физики Калифорнийского технологического института), работавшие в известной научной коллаборации LIGO (Laser Interferometric Gravitational Observatory), 14 сентября 2015 г. впервые в мире с помощью лазерных интерферометров обнаружили космические возмущения «пространства-времени» (гравитационные волны) от слияния пары «черных дыр» в нашей Вселенной [14].



Рис. 4. Выдающийся американский физик-экспериментатор Райнер Вайсс (Rainer Weiss, 1932 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2017 г. [13]

На сегодня в обсерваториях мира было зарегистрировано четыре сигнала (гравитационных волны) от слияния в окружающем планету Земля космическом пространстве «черных дыр» или взрыва иных массив-

ных объектов [14, 15]. Последнее открытие LIGO (США) совершило совместно с европейской обсерваторией VIRGO. Существование гравитационных волн является одним из предсказаний общей теории относительности (ОТО). Их открытие подтверждает не только саму ОТО, но и считается одним из доказательств существования в космосе «черных дыр» [14].

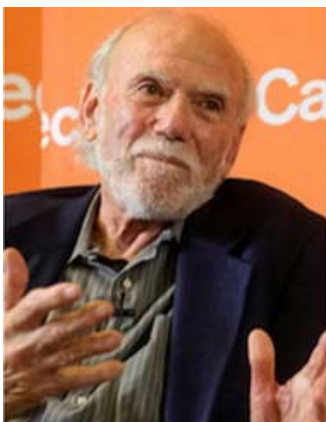


Рис. 5. Выдающийся американский физик-экспериментатор Барри К. Бэриш (Barry Clark Barish, 1936 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2017 г. [13]



Рис. 6. Выдающийся американский физик-экспериментатор Кип С. Торн (Kip Stephen Thorne, 1940 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2017 г. [13]

Приведенные выше сложные физические понятия требуют своего пояснения. Начнем с того, что укажем, что гравитационные волны – это распространяющиеся в «пространстве-времени» колебания геометрической структуры «пространство-время», которые движутся со скоростью света [14]. Их существование было предсказано более сто лет тому назад в ОТО, разработанной в 1915 г. выдающимся немецким физиком-теоретиком Альбертом Эйнштейном (Albert Einstein, 1879-1955 гг. [16]). К этому следует добавить то, что мысль о том, что искривление пространства может перемещаться в виде волны была впервые высказана известным английским математиком Уильямом Клиффордом (1845-1879 гг.) в 1876 г., т.е. практически за 39 лет до создания А. Эйнштейном ОТО [14]. Интересным обстоятельством является и то, что в начале 20-го века после разработки А. Эйнштейном в 1905 г. специальной теории относительности (СТО) некоторые известные ученые (включая и выдающегося французского математика и механика Анри Пуан-

каре, 1854-1912 гг. [16]) пытались включить в СТО и гравитацию. Отметим, что А. Пуанкаре в свое время трактовал волны гравитации как волны, перемещающиеся в пространстве аналогично электромагнитным волнам [17]. Однако, только в 1915 г. А. Эйнштейну в рамках ОТО удалось дать общеквариантное описание гравитации как геометрического эффекта. Так фактически и родилась современная теория гравитации. Тем не менее, ситуация с физической реальностью гравитационных волн в научном мире все равно оставалась неоднозначной. Научные споры при этом крутились вокруг принципиального вопроса: переносят ли вообще гравитационные волны энергию или нет? Если переносят, то у физиков есть шанс их изучать экспериментально. Если нет, то они (гравитационные волны) становятся «вещью в себе», которая недоступна нам для физического эксперимента. Долгие годы убедительного ответа на указанный выше вопрос в физической науке не существовало. Окончательное подтверждение осязаемости гравитационных волн пришло в современную физику только в 1970-х годах, когда выяснилось, что космический пульсар типа PSR B1913+16 теряет свою энергию за счет гравитационного излучения ровно так, как предсказывает это физическое явление ОТО А. Эйнштейна [17].

Лазерно-интерферометрическая гравитационно-волновая обсерватория LIGO (США), в которой сейчас работает более тысячи сотрудников, в феврале 2016 г. второй раз зарегистрировала гравитационную волну, пришедшую к нам из необъятного космического пространства [18]. Нобелевский комитет не стал бы присуждать премию только за одно подобное событие, установленное детектором LIGO в сентябре 2015 г. [14]. Когда эта гравитационная волна (колебания «пространства-времени») достигла планеты Земля она была едва уловима. Для того, чтобы «дойти» до Земли этой волне потребовалось больше миллиарда лет [18]. Энергия гравитационной волны в месте ее возникновения огромна, но ее амплитуда невероятно мала. Для ее регистрации физикам были необходимы принципиально новые сверхчувствительные приборы – детекторы гравитационных волн, расходящихся в космосе от места своего зарождения со скоростью света во все стороны. Местом их зарождения являются, например, удаленные космические места столкновения друг с другом очень массивных объектов – «черных дыр» [14, 15]. Далеко-далеко, за пределами нашей галактики «Млечный Путь» две «черные дыры» когда-то врезались друг в друга и по прошествии 1,3 миллиарда лет гравитационно-волновая обсерватория LIGO, размещенная на территории США (рис. 7), зарегистрировала это космическое событие. Для создания указанных детекторов гравитационных волн потребовался труд тысяч людей и ресурсы 20 стран мира, впервые реализованные в США в лазерных интерферометрах LIGO. Для оценки стоявших перед зарубежными физиками-экспериментаторами научных задач и их сравнения с понимаемыми нами земными проблемами отметим, что для того, чтобы зарегистрировать гравитационную волну ученым было необходимо добиться такой чувствительности своих лазерных интерферометров, которая была эквивалентна чувстви-

тельности прибора, способного измерить расстояние до далекой звезды с точностью до десятых долей миллиметра [18].

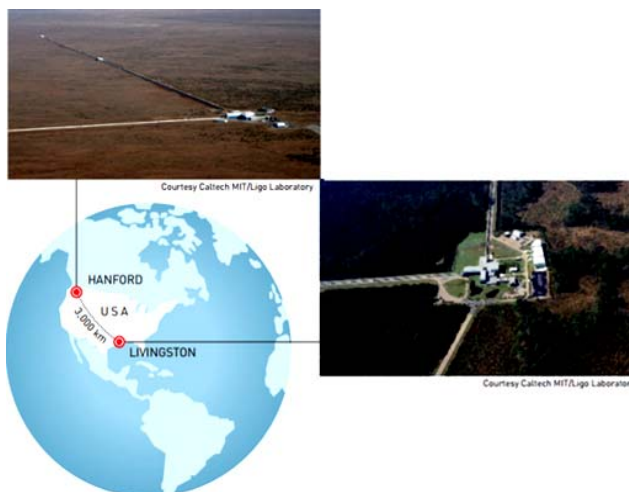


Рис. 7. Схема расположения и общие виды двух американских гравитационных обсерваторий LIGO в г. Ливингстоне (штат Луизиана, США) и в г. Хэнфорде (штат Вашингтон, США), находящихся на расстоянии 3002 км друг от друга [18]

У читателя могут возникнуть простые вопросы: а зачем это вообще надо нам землянам и зачем тратить огромные денежные средства на регистрацию космических катастроф далекого прошлого? Ответ может быть адекватным – для понимания людьми мира, в котором существует человечество. В 1970-х годах Р. Вайсс разработал концепцию создания в США детектора LIGO, в состав которого вошли бы две гравитационно-волновые обсерватории, удаленные друг от друга на расстоянии около 3002 км [18]. В ней он учел те земные явления, которые могут исказить процесс регистрации гравитационной волны. Кроме того, он предложил пути их устранения и влияния на процесс измерения этой очень слабой по амплитуде волны. В детекторе LIGO гравитационная волна расстояние между ее двумя лазерными интерферометрами проходит за время в 7 мс. Поэтому в этом огромном сверхчувствительном приборе два лазерных интерферометра могут уточнять показания друг друга. Б. Бэриш присоединился к команде LIGO в 1994 г., насчитывавшей тогда всего 40 сотрудников, и превратил ее со временем в огромную международную коллаборацию LIGO-VIRGO (последняя является недавно созданной европейской гравитационно-волновой обсерваторией). Именно благодаря слаженной работе участников этой научной коллаборации и стал возможным фундаментальный прорыв в физической регистрации гравитационных волн и понимании гравитации [18]. К. Торн как ведущий мировой эксперт в области теории относительности выполнил необходимые для работы детектора LIGO теоретические расчеты [18]. Интересно заметить, что недавно зарегистрированная детектором LIGO четвертая гравитационная волна оказалась не результатом слияния в космосе «черных дыр», а результатом взрыва нейтронной звезды [18]. Исследования, проведенные Р. Вайссом, Б. Бэришом и К. Торном, расширили наши знания про Вселенную и привели к разработке принципиально новых каналов

наблюдения за далекими космическими объектами, развивающих многоканальную астрономию, включающую и гравитационно-волновую астрономию [13].

3. Нобелевская премия по физике за 2018 г. 2 октября 2018 г. Шведская королевская академия наук объявила о присуждении очередной Нобелевской премии по физике. Ее лауреатами «...за революционные изобретения в области лазерной физики» стали [19]: американский физик Артур Эшкин (*Arthur Ashkin*, родился 2 сентября 1922 г., рис. 8), американско-французский физик Жерар Альбер Муру (*Gerard Albert Mourou*, родился 22 июня 1944 г., рис. 9) и канадский физик Донна Стрикленд (*Donna Strickland*, родилась 29 мая 1959 г., рис. 10). В пресс-релизе Нобелевского комитета на этот раз особо отметили, что Д. Стрикленд стала в истории третьей женщиной – лауреатом этой престижной премии по физике (после французско-польского радиохимика Марии Склодовской-Кюри (1867-1934 гг.) и американско-немецкого физика Марии Гепперт-Майер (1906-1972 гг.) [16]).

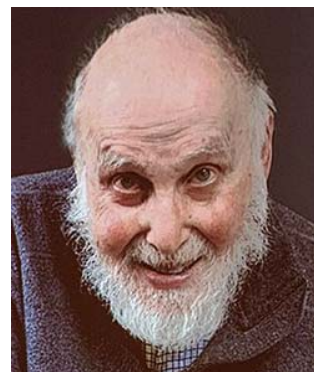


Рис. 8. Выдающийся американский физик Артур Эшкин (*Arthur Ashkin*, 1922 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2018 г. [19]



Рис. 9. Выдающийся американско-французский физик Жерар А. Муру (*Gerard Albert Mourou*, 1944 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2018 г. [19]



Рис. 10. Выдающийся канадский физик Донна Стрикленд (*Donna Strickland*, 1959 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2018 г. [19]

Лауреаты премии за 2018 г., носящей имя А. Нобеля, были награждены за свои научные работы в области физической оптики и лазерной техники, выполненные ими десятки лет тому назад. Интересным фактом является то, что А. Эшкин оказался самым старым лауреатом Нобелевской премии за всю ее историю [19]. Кстати, этот ученый до 1992 г. возглавлял отдел физической оптики и электроники в Лаборатории Белла (Bell Labs, USA). Родители А. Эшкина еще до революции 1917 г. в Российской империи выехали из г. Одессы в США. Замечательные изобретения в области лазерной физики А. Эшкина, Ж. Муру и Д. Стрикленд сильно расширили в мире практическое применение давления света (фотонов), которое стало возможным благодаря огромному прогрессу квантовых оптических генераторов – лазеров («Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation» – «Усиление Света Посредством Вынужденного Излучения») [16]. Уже из официальной формулировки Нобелевского комитета научных заслуг указанных выше новых лауреатов-физиков следует их прикладная направленность с явным технологическим применением. Последний раз подобное событие в истории «нобелевки» наблюдалось в 2014 г., когда троих японских ученых наградили Нобелевской премией по физике за выдающееся изобретение синих светодиодов [8, 19].

Заметим, что в период 2015-2017 гг. Нобелевские премии по физике (см. разделы 1, 2 данной статьи и [8]) присуждали ученым за их выдающиеся результаты в области фундаментальных исследований. Известно, что давление потока фотонов (обычного света) чрезвычайно мало [9]. Так, сила, с которой солнечный свет отталкивает в космическом пространстве планету Земля, в шестьдесят триллионов раз меньше силы ее притяжения Солнцем [19]. Поэтому не случайно в 1905 г. известный английский физик Джон Генри Пойнтинг (John Henry Poynting, 1876-1943 гг.) в своем президентском послании Британскому физическому обществу отмечал, что выполненные в мире эксперименты (в том числе и профессора Московского университета Петра Николаевича Лебедева, 1866-1912 гг.) по определению величины светового давления продемонстрировали крайнюю малость этого физического эффекта, «...исключающую его из рассмотрения в земных делах» [19]. Этот вывод в физической науке оставался практически справедливым вплоть до изобретения в квантовой электронике лазеров [9, 16].

Известно, что лазерное излучение обладает такими редкими физическими свойствами как: исключительной спектральной чистотой (то есть возможностью генерирования практически идеального монохроматического электромагнитного излучения) и высокой пространственной когерентностью [9, 19]. В этой связи лазерный луч (свет) можно сфокусировать в микроскопическое пятно диаметром лишь немного больше одной длины соответствующей электромагнитной волны. Поэтому при мощности лазерного излучателя лишь в несколько ватт нам можно получить такую интенсивность светового потока данного электромагнитного излучения, которая в

тысячи раз будет превышать общую интенсивность видимого спектра солнечного излучения, составляющую в среднем около 1376 Вт/м^2 на входе в атмосферу Земли [2, 9, 19]. Отметим, что в 1960-х годах интенсивность лазерного излучения составляла около 10^{10} Вт/см^2 [19]. В 1970-х годах она составляла уже порядка 10^{15} Вт/см^2 [19]. До середины 1980-х годов этот рост интенсивности лазерного луча продолжался медленными темпами [19].

А. Эшкин быстро оценил уникальные возможности лазеров практически сразу после их изобретения. Заметим, что первый в мире лазер на кристалле искусственного рубина, содержащего оксид алюминия с небольшой примесью атомов хрома, был создан в мае 1960 г. американским физиком Теодором Харальдом Майманом (Theodore Harold Maiman, 1927-2007 гг.), работавшим в исследовательском центре фирмы Hughes Research Laboratories (USA) [16]. В результате ряда проведенных в Лаборатории Белла (Bell Labs, USA) с помощью такого лазера остроумных экспериментов А. Эшкин в 1960-х годах изобрел «световую ловушку», надежно удерживающую мельчайшие объекты различной природы [19]. Эти исследования заняли у него не менее 25 лет. В 1986 г. он совместно со своими сотрудниками впервые подробно описал полученные в США экспериментальные результаты по оптическому «пленению» с помощью «световой ловушки» диэлектрических частиц размером от десятков нанометров до десятков микрометров [19]. Со временем «световые ловушки» А. Эшкина назвали «оптическими пинцетами» («optical tweezers») или «лазерными пинцетами» («laser tweezers»). В последующие годы эта лазерная технология сильно усовершенствовалась и ее возможности значительно расширились. Как оказалось, «лазерные пинцеты» не только могут удерживать микро- и нанообъекты, но и могут передвигать их, поворачивать и даже резать на части. Сейчас они широко применяются в молекулярной биологии, геномике, вирусологии и в других областях науки и техники [19]. Так, важнейшей областью прикладного применения «оптических пинцетов» стало лазерное охлаждение нейтральных атомов до сверхнизких температур и их «пленения». Кстати, за эти работы в области физики низких температур с применением лазерных технологий его бывший сотрудник и гражданин США Стивен Чу (Steven Chu) со своим соотечественником Уильямом Дэниелем Филлипсом (William Daniel Phillips) и французским физиком Клодом Коэн-Таннуджи (Claude Cohen-Tannoudji) стали Нобелевскими лауреатами по физике за 1997 г. [2, 5].

Из приведенного выше видно, что А. Эшкин был обязан своим лауреатством методу манипулирования нано- и микрообъектами с помощью лазерного излучения с относительно низкой энергетикой. В противоположность А. Эшкину его коллеги по лауреатству Ж. Муру и Д. Стрикленд работали в области лазерной физики с высокими энергетическими показателями. К 1985 г. они разработали очень эффективный способ увеличения мощности лазерных импульсов [19]. Благодаря этому способу плотность мощности лазерного излучения вновь пошла в резкий рост и в настоящее время она достигла показателя до 10^{23} Вт/см^2 [19].

Суть предложенного зарубежными физиками-экспериментаторами Ж. Муру и Д. Стрикленд эффективного способа усиления лазерных импульсов согласно [19] заключается в следующем. Вначале ультракороткий лазерный импульс светового излучения пропускают через пару дифракционных решеток, которые на несколько порядков растягивают его во времени. Заметим, что в своих первых экспериментах Ж. Муру и Д. Стрикленд использовали для этой цели оптоволоконный кабель, но дифракционные решетки оказались более эффективными. В результате пиковая энергия электрического поля лазерного импульса падает настолько, что он проходит через оптический усилитель излучения (для этого обычно используют кристалл сапфира, легированный ионами титана) не нарушая (разрушая) при этом кристаллической структуры последнего. Далее многократно усиленный лазерный импульс пропускают еще через пару дифракционных решеток. Эти решетки сжимают его (лазерный импульс) до исходной протяженности (временной длительности). В результате на выходе описанной оптической системы получается очень короткий лазерный импульс чрезвычайно высокой интенсивности. Первые совместные эксперименты Ж. Муру и Д. Стрикленд, проведенные ими в Лаборатории лазерной энергетики Рочестерского университета (США), по использованию этого способа усиления chirпированных лазерных импульсов привели к созданию пикосекундных лазерных систем тераваттной мощности [19].

Область практического применения на сегодня ультракоротких сверхмощных лазерных импульсов оказалась чрезвычайно обширной, включая различные отрасли науки и техники. Укажем, что она простирается от проведения многих экспериментов в области фундаментальной и прикладной физики, использования в военном деле (боевые лазеры), модификации (структурировании) поверхностей различных деталей, усиления сигналов фотолюминесценции, выполнения сверхчувствительного химического анализа вещества, создания новых метаматериалов и далее до хирургического лечения близорукости и астигматизма у миллионов людей нашей планеты [16, 19].

4. Нобелевская премия по физике за 2019 г.

8 октября 2019 г. Шведская королевская академия наук опубликовала имена лауреатов Нобелевской премии по физике за 2019 г. Ими «...за вклад в наше понимание эволюции Вселенной и места Земли в космосе» стали известные астрономы и астрофизики [20]: канадец Филлип Джеймс Эдвин Пиблз (*Phillip James Edwin Peebles*, родился 25 апреля 1935 г., рис. 11) и швейцарцы Мишель Майор (*Michel Mayor*, родился 12 января 1942 г., рис. 12) и Дидье Кело (*Didier Queloz*, родился 23 февраля 1966 г., рис. 13). Более конкретнее укажем, что Дж. Пиблзу эта премия была присуждена «...за теоретические открытия в физической космологии», а М. Майору и Д. Кело – «...за открытие экзопланеты, обращающейся вокруг звезды солнечного типа» [20]. В пресс-релизе Нобелевского комитета в связи с присуждением данной престижной премии было указано, что эти «...открытия ученых являются революционными для астрономии» [20].



Рис. 11. Выдающийся канадско-американский астрофизик Ф. Джеймс Э. Пиблз (*Phillip James Edwin Peebles*, 1935 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2019 г. [20]



Рис. 12. Выдающийся швейцарский астрофизик Мишель Майор (*Michel Mayor*, 1942 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2019 г. [20]



Рис. 13. Выдающийся швейцарский астрофизик Дидье Кело (*Didier Queloz*, 1966 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 2019 г. [20]

Дж. Пиблз (многие годы был профессором Принстонского университета, США) оказался в мире одним из тех выдающихся ученых-астрофизиков, кто теоретически предсказал существование и описал свойства реликтового излучения, заполнившего нашу Вселенную после Большого Взрыва в ней [20]. В 1964 г. Дж. Пиблз теоретическим путем пришел к выводу о том, что космос пронизан изотропным микроволновым излучением с температурой порядка 10 К [20]. Результаты своих расчетов он опубликовал в 1965 г. в авторитетном американском научном журнале «*Astrophysical Journal*» [20], одновременно на страницах которого была напечатана и экспериментальная работа молодых ученых США Арно Пензиаса и Роберта Вудро Вильсона, являвшихся тогда сотрудни-

ками Лаборатории Белла (Bell Labs, USA). Последним удалось с помощью шестиметровой рупорной антенны спутниковой связи измерить фоновое радиоизлучение галактики «Млечный Путь» [15]. Их приемная радиоаппаратура, настроенная на электромагнитную волну длиной 7,35 см, зарегистрировала слабый, но очень стабильный сигнал, который не зависел от положения антенны в земной атмосфере. В 1964 г. эти американские ученые пришли к выводу о том, что данный электромагнитный сигнал не мог иметь внутривселенского происхождения. Они поняли, что имеют дело с сигналом, спектральный состав которого соответствует спектру излучения абсолютно черного тела, нагретого по их тогдашней оценке до 3,5 К [20]. Это электромагнитное излучение приходило со всех сторон земного небосвода и было по их мнению полностью изотропным [20]. Эту экспериментальную работу А. Пензиаса и Р.В. Вильсона авторитетные ученые-астрономы мира считают эпохальным достижением астрофизики 20-го века. Поэтому не случайно в 1978 г. она принесла им Нобелевскую премию по физике [20, 21]. По современным данным открытое этими талантливыми физиками космическое микроволновое реликтовое излучение возникло спустя 380 тыс. лет после Большого Взрыва, произошедшего около 12 млрд. лет тому назад [2]. Космическое пространство тогда было заполнено плазмой, состоящей из протонов, электронов и ионов гелия и пребывавшей в термодинамическом равновесии с «горячим» электромагнитным излучением. Когда из-за расширения пространства эта плазма остыла до примерно 4000 К, в нем началось образование электронейтральных атомов (сначала гелия, а затем и водорода) [20].

Для большей ясности в рассматриваемой сложной межгалактической проблеме отметим, что температура реликтового излучения уменьшается обратно пропорционально расширению космического пространства. Поскольку со времени первоначального высвобождения фотонов линейные размеры нашей Вселенной возросли на три порядка, то настолько же уменьшилась и степень ее нагрева и соответственно энергия реликтового излучения. По нынешним данным его температура составляет 2,725 К [2, 7, 20]. Поэтому ее первоначальная оценка А. Пензиаса и Р.В. Вильсона, хотя и была несколько завышенной, все же удивительно близка к истине. Интенсивность микроволнового реликтового излучения достигает пика на волнах длиной в 1 мм, не способных проникнуть сквозь земную атмосферу. Поэтому первооткрыватели фактически зарегистрировали лишь его длинноволновый хвост, а полный спектр определили гораздо позже с помощью высотных аэростатов и космических аппаратов. Однако, общую форму этого спектра указанные ученые определили исключительно точно, хотя их приборы были далеки от совершенства [20].

Требуется отметить, что предсказания Дж. Пиблса связаны не с фактом существования во Вселенной микроволнового реликтового излучения, а с его свойствами [22]. Во-первых, этот нобелевский лауреат на основе разработанных им теоретических моделей показал, что реликтовое излучение играет важную роль в формировании галактик Вселенной. Во-вторых, он

рассчитал спектр флуктуаций этого реликтового излучения. Он разработал новую модель Вселенной и с ее помощью оценил как это излучение будет выглядеть, если добавить в ней (этой модели) к обычной материи Вселенной «холодную темную» материю. В-третьих, он добавил в данную модель «темную» энергию с отрицательной плотностью и снова пересчитал спектр реликтового излучения. Дж. Пиблс на подобной космологической модели изучил то, что как введенные им гипотетические сущности сказываются на эволюции Вселенной в целом и на формировании ее галактик в частности. По-существу, он заложил основы теоретической космологии. При этом нам не следует забывать о большом вкладе в эту науку, внесенном известным советским физиком-теоретиком Яковом Борисовичем Зельдовичем (1914-1987 гг.) [16].

М. Майор и Д. Кело, работая в Женевской обсерватории, практически с 1994 г. совместно приступили к систематическому поиску экзопланет (землеподобных планет) в галактике «Млечный Путь», расположенных около ее «нормальных» (лежащих на главной астропоследовательности) звезд и «красных гигантов». Ранее открытые до них иными астрономами мира экзопланеты, расположенные около пульсаров [15], особых перспектив для науки не представляли. Ценными для астрофизиков были только те экзопланеты, которые размещались вокруг звезд солнечного типа. В этих астрономических наблюдениях они использовали уникальный спектрометр высокого разрешения ELODIE (был введен в эксплуатацию в конце 1993 г.), смонтированный на 193-сантиметровом телескопе названной обсерватории [20]. Осенью 1994 г. с помощью указанной аппаратуры эти ученые обнаружили то, что одна из наблюдавшихся звезд («51 Пегаса»), демонстрирует колебания своей радиальной скорости с периодом около четырех земных суток. Именно для этого (для наблюдения с Земли своеобразных «звездных качелей») и нужен был им сверхточный спектрометр, который чувствовал бы слабые смещения спектра излучения звезд, сопровождающие вращение вокруг них экзопланет. 23 ноября 1995 г. М. Майор и Д. Кело в журнале «*Nature*» опубликовали свою статью, из которой мир узнал о долгожданном открытии планеты, обращающейся вокруг рядовой звезды главной астропоследовательности [20]. Так они открыли первую экзопланету (рис. 14) из того семейства планет, которое стали затем называть «горячими» Юпитерами. Новооткрытая экзопланета «51 Пегаса b» была ничем не похожа на спутники Солнца. Она обращалась по круговой траектории с радиусом примерно в 7,5 млн. километров, совершая один оборот вокруг своей звезды всего за 4,2 земных суток. При этом она обладала весьма большой массой – около 0,47 массы Юпитера. Далее в 1995 г. последовали открытия другими астрономами еще двух экзопланет массой в несколько Юпитеров, обращающихся вокруг звезд «70 Девы» и «47 Большой Медведицы» [20]. С тех пор планетарная астрономия раз и навсегда вышла за пределы Солнечной системы. А дальше подобные открытия посыпались одно за другим. Укажем, что после подобных открытий в науке астрономы, поверившие в технические возможности своих высокоточных изме-

рительных приборов, открыли уже на сегодня более 4100 экзопланет (новых «миров»), разбросанных по нашей огромной галактике «Млечный Путь» [20, 22].



Рис. 14. Общий вид экзопланеты «51 Пегаса б» (слева), открытой в 1995 г. в нашей галактике «Млечный Путь» выдающимися швейцарскими астрофизиками М. Майором и Д. Кело [22]

Успешная «погоня» за экзопланетами не только дала астрономии богатейшую информацию, но также привлекла к этой древнейшей науке общественное внимание и увеличила ее престиж. Поэтому нет ничего удивительного в том, что в 21-ом столетии мировым научным сообществом были предприняты серьезные усилия для разработки новых астрономических приборов следующих поколений, предназначенных для такого поиска в космосе потенциально обитаемых разумными существами экзопланет [20, 22]. Ценные результаты астрофизических исследований М. Майора и Д. Кело вывели астрономию на новый путь своего дальнейшего развития. Резюмируя, можно обоснованно сказать, что Дж. Пиблз и М. Майор с Д. Кело своими выдающимися научными работами в астрономии и астрофизике открыли огромное богатство новых путей в изучении окружающего нас космоса.

Выводы.

Лауреатами Нобелевской премии по физике за период 2016-2019 гг. внесен большой вклад в дальнейшее развитие мировой науки и современной техники. Их выдающиеся научно-технические достижения позволяют расширить и углубить знания людей о материи, об эволюции нашей Вселенной, понять занимаемое планетой Земля место и ее роль в космосе и эффективно направить разработанные в мире передовые лазерные технологии на службу человечеству.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. https://elementy.ru/novosti_nauki/432847/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2016.
2. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 4-х томах. Том 4. – Х.: ФЛП Панов А.Н., 2016. – 415 с.
3. <https://lenta.ru/news/2017/10/03/nobelprizeinphysics>.
4. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 35: Nobel Prize Laureates in Physics for 1990-1994. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no. 6, pp. 3-8. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.01.
5. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 36: Nobel Prize Laureates in Physics for 1995-1999. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 1, pp. 3-9. doi: 10.20998/2074-272X.2017.1.01.

6. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 37: Nobel Prize Laureates in Physics for 2000-2004. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 3-12. doi: 10.20998/2074-272X.2017.2.01.
7. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 38: Nobel Prize Laureates in Physics for 2005-2010. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 3, pp. 3-15. doi: 10.20998/2074-272X.2017.3.01.
8. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 39: Nobel Prize Laureates in Physics for 2011-2015. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 4, pp. 3-9. doi: 10.20998/2074-272X.2017.4.01.
9. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – К.: Наукова думка, 1989. – 864 с.
10. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
11. https://www.gazeta.ru/science/2016/10/04_a_10229453.shtml.
12. <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/2016/summary>.
13. https://elementy.ru/novosti_nauki/433128/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2017.
14. <https://lenta.ru/news/2017/10/03/nobelprizeinphysics>.
15. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 4-х томах. Том 2. – Х.: НТМТ, 2013. – 333 с.
16. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 4-х томах. Том 1. – Х.: НТМТ, 2011. – 311 с.
17. <https://fakty.ua/246875-obyavleny-laureaty-nobelevskoj-premii-po-fizike-za-2017-god>.
18. <https://www.popmech.ru/science/390252-nobelevskaya-premiya-po-fizike-2017-gravitacionnye-volny>.
19. https://elementy.ru/novosti_nauki/433343/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2018.
20. https://elementy.ru/novosti_nauki/433548/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2019.
21. Чолаков В. Нобелевские премии. Ученые и открытия: Пер. с болг. / Под ред. А.Н. Шамина. – М.: Мир, 1986. – 368 с.
22. <https://www.bbc.com/russian/news-49960797>.

REFERENCES

1. Available at: https://elementy.ru/novosti_nauki/432847/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2016 (accessed 15 May 2018). (Rus).
2. Baranov M.I. *Antologija vydayushhsya dostizhenij v nauke i tehnikе: Monografija v 4-h tomah. Tom 4* [An anthology of the distinguished achievements in science and technique: Monograph in 4 vols. Vol. 4]. Kharkiv, PhPB Panov A.N. Publ., 2016. 415 p. (Rus).
3. Available at: <https://lenta.ru/news/2017/10/03/nobelprizeinphysics> (accessed 23 June 2018). (Rus).
4. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 35: Nobel Prize Laureates in Physics for 1990-1994. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no. 6, pp. 3-8. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.01.
5. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 36: Nobel Prize Laureates in Physics for 1995-1999. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 1, pp. 3-9. doi: 10.20998/2074-272X.2017.1.01.
6. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 37: Nobel Prize Laureates

in Physics for 2000-2004. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 2, pp. 3-12. doi: 10.20998/2074-272X.2017.2.01.

7. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 38: Nobel Prize Laureates in Physics for 2005-2010. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 3, pp. 3-15. doi: 10.20998/2074-272X.2017.3.01.

8. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 39: Nobel Prize Laureates in Physics for 2011-2015. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no. 4, pp. 3-9. doi: 10.20998/2074-272X.2017.4.01.

9. Kuz'michev V.E. *Zakony i formuly fiziki* [Laws and formulas of physics]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1989. 864 p. (Rus).

10. *Bol'shoj illjustrirovannyj slovar' inostrannyh slov* [Large illustrated dictionary of foreign words]. Moscow, Russkie slovari Publ., 2004. 957 p. (Rus).

11. Available at: https://www.gazeta.ru/science/2016/10/04_a_10229453.shtml (accessed 15 May 2018). (Rus).

12. Available at: <https://www.nobelprize.org/prizes/physics/2016/summary> (accessed 16 June 2018). (Rus).

13. Available at: https://elementy.ru/novosti_nauki/433128/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2017 (accessed 26 June 2018). (Rus).

14. Available at: <https://lenta.ru/news/2017/10/03/nobelprizeinphysics> (accessed 25 April 2018). (Rus).

15. Baranov M.I. *Antologiya vydaiushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografiia v 4-kh tomakh. Tom 2.* [An anthology of outstanding achievements in science and technology: Monographs in 4 vols. Vol. 2]. Kharkov, NTMT Publ., 2013. 333 p. (Rus).

16. Baranov M.I. *Antologiya vydaiushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografiia v 4-h tomakh. Tom 1.* [An anthology of outstanding achievements in science and technology: Monographs in 4 vols. Vol. 1]. Kharkov, NTMT Publ., 2011. 311 p. (Rus).

17. Available at: <https://fakty.ua/246875-obyavleny-laureaty-nobelevskoj-premii-po-fizike-za-2017-god> (accessed 06 April 2018). (Rus).

18. Available at: <https://www.popmech.ru/science/390252-nobelevskaya-premiya-po-fizike-2017-gravitacionnye-volny> (accessed 16 October 2018). (Rus).

19. Available at: https://elementy.ru/novosti_nauki/433343/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2018 (accessed 20 September 2018). (Rus).

20. Available at: https://elementy.ru/novosti_nauki/433548/Nobelevskaya_premiya_po_fizike_2019 (accessed 10 November 2018). (Rus).

21. Cholakov V. *Nobelevskie premii. Uchenye i otkrytiia* [Nobel Prizes. Scientists and discovery]. Moscow, Mir Publ., 1986. 368 p.

22. Available at: <https://www.bbc.com/russian/news-49960797> (accessed 11 May 2018). (Rus).

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,
НИПКИ «Молния»

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +380 57 7076841,
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov

Scientific-&-Research Planning-&-Design Institute «Molniya»,
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 53: Nobel Prize Laureates in Physics for 2016-2019.

Purpose. Brief presentation of the distinguished achievements of Nobel Prize Laureates in physics for current time period of 2016-2019. **Methodology.** Scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of scientific and technical information of world level in area of astronomy, astrophysics, physicists of the condensed environments, laser physics, modern theoretical and experimental physics. **Results.** The brief analytical review of the scientific discovery and distinguished achievements of scientists-physicists in area of modern physical and technical problems which were marked the Nobel Prizes in physics for the period 2016-2019 is presented. In the number of such discovery and achievements of the best representatives of world scientific association entered: theoretical discovery of topology phase transitions and topology phases of matter, experimental discovery of gravity waves, revolutionary inventions in area of laser physics, astronomic discovery and contribution to our understanding of evolution of Universe and place of Earth in space. **Originality.** Systematization and analytical exposition is executed in short concentrated and accessible to the wide reader to the form of the known scientific and technical materials, awarded with the Nobel Prizes in physics for current time period of 2016-2019 and devoted to: the theoretical openings of topology phase transitions and topology phases of matter, experimental opening of gravity waves, revolutionary inventions in area of laser physics, astronomic discovery and contribution to our understanding of evolution of Universe and place of Earth in space. **Practical value.** Popularization and deepening of scientific and technical knowledge for students, engineer and technical specialists and research workers in area of astronomy, astrophysics, physicists of the condensed environments, laser physics, modern theoretical and experimental physics, extending their scientific range of interests and further development of scientific and technical progress in human society. References 22, figures 14.

Key words: Nobel prize on physics, distinguished scientific and technical achievements, theoretical discovery of topology phase transitions and topology phases of matter, experimental discovery of gravity waves, revolutionary inventions in area of laser physics, astronomic discovery and contribution to our understanding of evolution of Universe and place of Earth in space.

Поступила (received) 27.11.2019

В.И. Милых, Л.В. Шилкова

ХАРАКТЕРИСТИКИ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ИНДУКТОРА ВРАЩАЮЩЕГОСЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО НАЗНАЧЕНИЯ ПРИ ЕГО ПИТАНИИ ОТ СЕТИ С ЗАДАННЫМ НАПРЯЖЕНИЕМ

Надано розрахунковий аналіз характеристик індуктора обертового магнітного поля технологічного призначення. Конструкція його статора запозичена у трифазного асинхронного двигуна. Циліндрична порожнина усередині статора зайнята робочою камерою, в яку завантажується сипка або рідка оброблювана речовина. Обробка відбувається довгастими ферромагнітними елементами, що рухаються з магнітним полем. Викладена методика отримання електричних, магнітних і енергетичних величин індуктора, яка заснована на чисельно-польових розрахунках з урахуванням магнітної анізотропії середовища, що заповнює робочу камеру. Взаємні залежності низки величин сформовані в сім'ю характеристик, які проявляють його властивості в робочому режимі. У цій статті його особливістю є стабільність напруги обмотки статора індуктора. Це доповнює проведені раніше дослідження індуктора в режимі із стабілізацією струму обмотки, що дозволяє порівняти такі варіанти роботи. На прикладі тестового зразка індуктора показано ряд його характеристик, приведені векторні діаграми електричних і магнітних величин, що ілюструють їх взаємні фазові зміщення. Бібл. 9, рис. 8.

Ключові слова: трифазний циліндричний індуктор, робоча камера, ферромагнітні елементи, магнітне поле, що обертається, чисельні розрахунки, режим навантаження, стабільна напруга, електричні, магнітні і енергетичні параметри, фазові зсуви.

Представлен расчетный анализ характеристик индуктора вращающегося магнитного поля технологического назначения. Конструкция его статора заимствована у трехфазного асинхронного двигателя. Цилиндрическая полость внутри статора занята рабочей камерой, в которую загружается сыпучее или жидкое обрабатываемое вещество. Обработка происходит движущимися с магнитным полем продолговатыми ферромагнитными элементами. Изложена методика получения электрических, магнитных и энергетических величин индуктора, основанная на численно-полевых расчетах с учетом магнитной анизотропии среды, заполняющей рабочую камеру. Взаимные зависимости ряда величин сформированы в семейство характеристик, проявляющих его свойства в рабочем режиме. В данной статье его особенностью является стабильность напряжения обмотки статора индуктора. Это дополняет проведенные ранее исследования индуктора в режиме со стабилизацией тока обмотки, что позволяет сравнить такие варианты работы. На примере тестового образца индуктора показан ряд его характеристик, приведены векторные диаграммы электрических и магнитных величин, иллюстрирующие их взаимные фазовые смещения. Библ. 9, рис. 8.

Ключевые слова: трехфазный цилиндрический индуктор, рабочая камера, ферромагнитные элементы, вращающееся магнитное поле, численные расчеты, режим нагрузки, стабильное напряжение, электрические, магнитные и энергетические параметры, фазовые смещения.

Введение. В ряде производств технологическая обработка жидких или сыпучих веществ делается магнитными перемешивателями, измельчителями и сепараторами [1-5]. Магнитные поля, обеспечивающие это, по структуре и характеру разнообразны, и здесь имеют свое место вращающиеся поля. Они создаются индуктором, конструкция которого заимствована у статора трехфазного асинхронного двигателя [6].

В цилиндрической полости статора размещается рабочая камера, через которую пропускается обрабатываемое вещество. Обработка делается ферромагнитными элементами (ФЭ) в виде продолговатых отрезков стальной проволоки, движущимися с вращающимся полем. Они создают в камере так именуемый «вихревой слой» [5-7]. Тонкая оболочка камеры сделана немагнитной и поэтому с полем не взаимодействует.

Из анализа научных публикаций следует, что исследование электромагнитных параметров индуктора проводится преимущественно на основе методов из теории магнитных цепей. Однако, при очень больших зазорах и дискретном малом магнитном пространстве внутри рабочей камеры, представление структуры индуктора несколькими однородными магнитными участками становится проблематичным.

Уточнение электромагнитных расчетов и совершенствование конструкции индуктора возможно посредством привлечения численно-полевых методов. И

на этой основе в [7] уже проведены исследования электромагнитных и энергетических параметров и соответствующих характеристик индуктора при его работе в режиме нагрузки. Условием для этого была стабильность тока обмотки статора индуктора при соответствующем регулировании ее напряжения. И там же отмечено, что интерес представляет еще режим с заданным неизменным напряжением.

Целью статьи является исследование электромагнитных, фазовых и энергетических характеристик индуктора при его работе в режиме нагрузки с заданным напряжением обмотки статора. Это выполняется, как и в [7], посредством численно-полевых расчетов с учетом анизотропии малом магнитной среды в рабочей камере, наполненной ферромагнитными элементами.

Объект исследования. Электромагнитная система индуктора принята такой, как в [7], и здесь она представлена ее поперечным сечением (рис. 1). При расчетах применяются прямоугольная (x, y) и полярная (r, α) системы координат, и α считается от оси y .

Индуктор имеет числа пар полюсов $p = 1$, фаз $m_s = 3$, пазов $Q_s = 42$ и витков фазной обмотки $N_s = 28$. Техническими условиями заданы радиус поверхности камеры $r_{re} = 0,15$ м, аксиальная длина сердечника $l_a = 0,3$ м, его внутренний радиус $r_{si} = 0,175$ м. Обмотка статора является распределенной, двухслойной, ее

© В.И. Милых, Л.В. Шилкова

относительное укорочение 18/21, схема – «звезда». Коэффициент заполнения K_{Fe} сердечника электротехнической стали марки 2013 составляет 0,97.

Номинальное фазное напряжение обмотки статора $U_{sN} = 220$ В, частота $f_s = 50$ Гц.

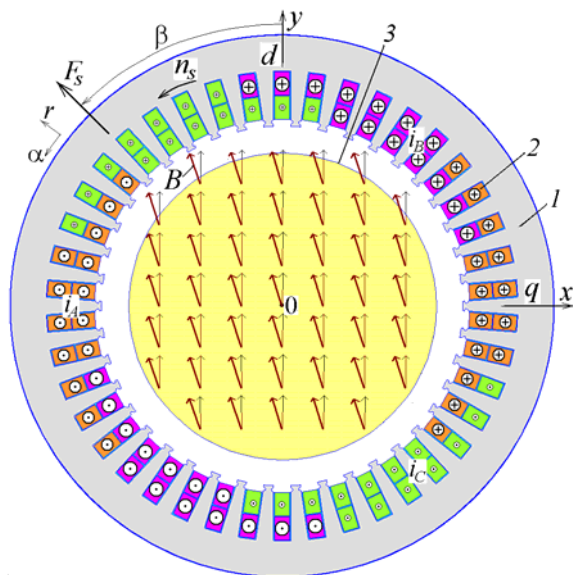


Рис. 1. Сечение электромагнитной системы индуктора: 1 – сердечник; 2 – обмотка; 3 – поверхность рабочей камеры

Фрагмент идеализированной структуры равномерно распределенных в рабочей камере ФЭ представлен на рис. 2. В целом это соответствует данным экспериментальных исследований на физической модели индуктора [6]. Хотя реальное распределение элементов несколько хаотичнее, а идеализация необходима для организации доступных расчетов.

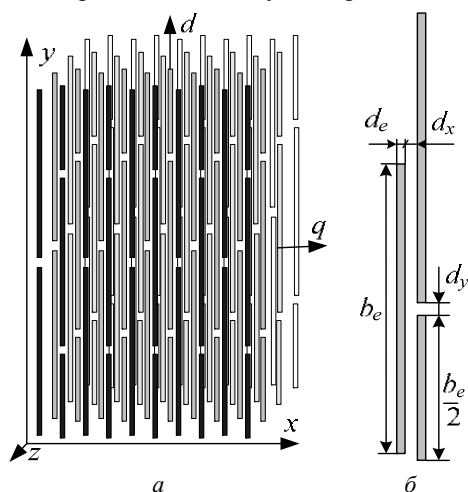


Рис. 2. Идеализированная структура ферромагнитных элементов (а), их размеры и зазоры (б)

Для тестового варианта соответственно обозначениям величин (рис. 2,б) взяты их значения: $d_e = 1$ мм; $b_e = 23,8$ мм; $d_x = 1,43$ мм; $d_y = 1$ мм, коэффициент заполнения камеры элементами в плоскости xy (рис. 2,а) $K_{Fes} = 0,35$, по объему $K_{Fev} = 0,122$.

Суть численно-полевых расчетов. Вращающееся магнитное поле в индукторе возбуждается симметричной трехфазной системой токов обмотки статора (рис. 1):

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \cos(\omega_s t + \beta); & i_B &= I_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3 + \beta); \\ i_C &= I_m \cos(\omega_s t + 2\pi/3 + \beta), \end{aligned} \quad (1)$$

где t – время; $I_m = \sqrt{2}I_s$ – амплитуда фазных токов при их действующем значении I_s ; $\omega_s = 2\pi f_s$ – угловая частота; β – начальная фаза токов, дающая необходимое для конкретного режима расчета угловое смещение вектора МДС статорной обмотки F_s от оси y .

Мгновенные направления токов (1) в стержнях обмотки показаны на рис. 1 при $t = 0$ и $\beta = 45^\circ$, дано и соответствующее направление вектора МДС F_s .

В поперечном сечении индуктора (рис. 1) плоскопараллельное магнитное поле описывается известным дифференциальным уравнением:

$$\text{rot}[\mu_a^{-1} \text{rot}(\vec{k}A_z)] = \vec{k}J_z, \quad (2)$$

где \vec{k} – аксиальный орт; J_z, A_z – составляющие векторов плотности тока и векторного магнитного потенциала по оси z ; μ_a – абсолютная магнитная проницаемость.

Распространение поля ограничивается окружностью на внешней поверхности сердечника статора посредством задания граничного условия $A_z = 0$.

Численные расчеты магнитного поля выполняются программой FEMM [8] методом конечных элементов, которая управляется скриптом Lua – созданным по аналогии с [9].

Магнитная проницаемость μ_a в шихтованном сердечнике статора и немагнитной среде при расчете поля учитывается известным способом [8]. В рабочей камере дискретная магнитно-немагнитная среда (рис. 2) представляется сплошной однородной средой с различными магнитными проницаемостями μ_d и μ_q по продольной d и перпендикулярной ей поперечной q осям (рис. 1 и 2). Разные магнитные свойства в камере по разным направлениям соответствуют, по сути, магнитной анизотропии среды. Обоснование этого перехода и принцип определения значений μ_d и μ_q даны в [7], где получены относительные значения магнитной проницаемости $\mu_{rd} = 10$ о.е.; $\mu_{rq} = 1,5$ о.е., которые используются и в представляемой статье.

Тестовый расчет магнитного поля и принцип действия индуктора. На рис. 1 продольная ось d совпадает с осью y . Здесь же априори показан «снимок» векторов магнитной индукции B и МДС F_s .

При работе индуктора под нагрузкой угол β находится внутри диапазона $0 - 90^\circ$, а при крайних значениях 0 и 90° электромагнитный момент отсутствует, и это соответствует холостому ходу (XX) [7].

В качестве «точечного» примера выполнен тестовый расчет индуктора в режиме нагрузки с номинальным напряжением U_{sN} и при $\beta = 45^\circ$. Фазный ток I_s составлял 455 А, что обосновано в [7].

На рис. 1 жирными стрелками дано рассчитанное соответствующее распределение векторов магнитной индукции B в обусловленном режиме (в одном масштабе). Они повернуты по отношению к оси d в сторону вращения поля, указанную стрелкой n_s , но отстают от вектора МДС F_s , который «ведет» за собой векторы остальных величин. Отметим, что в центре рабочей камеры магнитная индукция равна 0,36 Тл.

При XX векторы F_s и B (тонкие стрелки) на рис. 1 направлены, естественно, по продольной оси d . Видно, что при нагрузке и XX магнитное поле в камере оказывается практически однородным.

Известно, что продолговатые ферромагнитные элементы стремятся расположиться по силовым линиям магнитного поля и, таким образом, – параллельно векторам магнитной индукции. Поступающее в рабочую камеру обрабатываемое вещество не может сразу «набрать» частоту вращения, соответствующую частоте вращения магнитного поля n_s , и поэтому понижается движущимися с полем элементами.

Следовательно, ввиду тормозящего действия обрабатываемой среды, между направлением векторов индукции B магнитного поля, которое вращается, и ориентированными по оси d элементами должно образоваться смещение по углу. Это является необходимым условием создания электромагнитного момента (ЭММ) M_{em} , действующего на элементы, и это определяет интенсивность обработки разнородных смесей соответственно заданному технологическому процессу.

Фактически выявляется, что в рассматриваемом индукторе ЭММ является реактивным, и, значит, его принцип действия соответствует реактивному синхронному двигателю, что уже отмечено в [7]. Именно поэтому – подобно синхронным электрическим машинам, в рабочей камере по направлению ориентации ферромагнитных элементов назначена продольная ось d , а перпендикулярно направлена поперечная ось q . Эти оси в установившемся режиме нагрузки вращаются вместе с магнитным полем и ФЭ.

Определение магнитных, электрических и энергетических величин индуктора. Задание или вычисление таких величин является важной и необходимой задачей при расчете электромагнитных и энергетических параметров и характеристик индуктора, которые представляются далее по тексту.

Одной из базовых величин анализа ряда электромагнитных параметров индуктора представляется магнитное потокоцепление (МПС) Ψ_a обмотки его статора. В программе FEMM оно определяется с помощью скрипта Lua [8, 9] специальной функцией.

После расчета, сканированием фазной обмотки ее «маской», по мгновенной структуре магнитного поля формируется численная угловая функция МПС:

$$\Psi_k(\alpha_k), \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (3)$$

где необходимое число позиций K составляет $Q_s / 2$.

Эта функция является периодической, представляется гармоническим рядом Фурье и преобразуется во временную функцию МПС, как показано в [7]. Из этого ряда используется, как это принято в электрических машинах, первая гармоника:

$$\Psi_a = \Psi_m \cos(\omega_s t + \gamma_{\Psi a}). \quad (4)$$

Посредством закона электромагнитной индукции из (4) выводится фазная ЭДС обмотки:

$$e_a = \omega \Psi_m \cos(\omega_s t + \gamma_{\Psi a} - \pi/2), \quad (5)$$

откуда ее действующее значение и начальная фаза:

$$E_a = \sqrt{2} \pi f_s \Psi_m \cdot \gamma_{Ea} = \gamma_{\Psi a} - \pi/2. \quad (6)$$

Совокупность процессов в фазной обмотке статора в [7] представлена электрической схемой заме-

щения, а также соответствующим ей уравнением равновесия напряжений и ЭДС:

$$\underline{U}_s = -\underline{E}_a + jX_v \underline{I}_s + (R_s + R_{mag}) \underline{I}_s, \quad (7)$$

где на основе (1) и (6) известны комплексы тока и ЭДС этой обмотки:

$$\underline{I}_s = I_s e^{j\beta}; \quad \underline{E}_a = E_a e^{j\gamma_{Ea}}. \quad (8)$$

В формулу (7) входят активное сопротивление R_s обмотки статора и реактивное сопротивление ее лобового рассеяния X_v . Они вычисляются по классическим методам расчета асинхронных двигателей и составили: $R_s = 9,68$ мОм и $X_v = 22$ мОм.

Активное сопротивление, отображающее мощность магнитных потерь P_{mag} в сердечнике статора, ищется по формуле:

$$R_{mag} = P_{mag} / (m_s I_s^2), \quad (9)$$

причем такая мощность, как и в [7], получается по ходу численно-полевого расчета.

По (7) находится комплекс напряжения в показательной форме $\underline{U}_s = U_s e^{j\gamma_{Us}}$, что дает его действующее значение U_s . Фазовые сдвиги ЭДС \underline{E}_a и напряжения \underline{U}_s относительно тока \underline{I}_s получаются через уже определенные их начальные фазы γ_{Ea} и γ_{Us} , а именно: $\varphi_{Ea} = \gamma_{Ea} - \beta$ и $\varphi_s = \gamma_{Us} - \beta$.

В режиме нагрузки индуктора тестовым расчетом магнитного поля и параметров получено: $\gamma_{\Psi a} = 21,1^\circ$; $\Psi_m = 0,938$ Вб; $E_a = 208$ В; $\varphi_{Ea} = 66,1^\circ$; $P_{mag} = 1,906$ кВт; $R_{mag} = 3,04$ мОм; $\varphi_s = 65,8^\circ$. Одновременно получена изображенная на рис. 1 векторная картина магнитной индукции, и дополнительно – на рис. 3, картина силовых линий поля. Здесь же дано направление векторов магнитных величин, и показаны их позиционные углы, в том числе – вектора индукции B в центре камеры. Его угол определен по координатным составляющим индукции B_x и B_y : $\alpha_B = \arctg(B_x / B_y) = 15,1^\circ$.

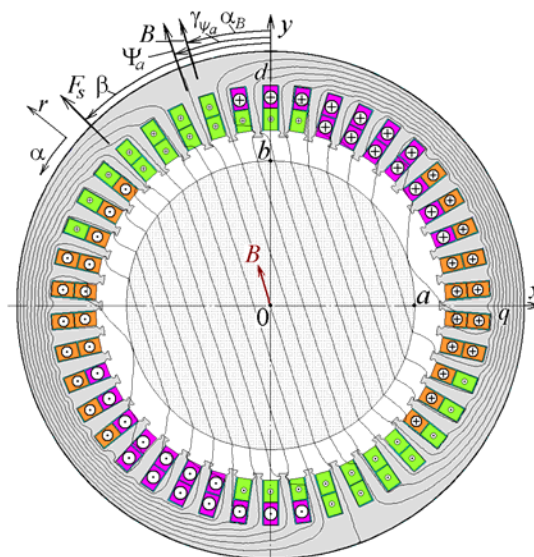


Рис. 3. Силовые линии магнитного поля и направления векторов магнитных величин

Интересен факт, что угол $\gamma_{\Psi a}$ оказался заметно меньше угла β . Кроме того, выявлено, что при значении $\beta = 0$ угол $\gamma_{\Psi a}$ имеет тоже нулевое значение, и это

отвечает режиму XX, ввиду того, что ЭММ, как показано далее, здесь тоже равен нулю. Угол смещения вектора МПС Ψ_a при переходе из XX к нагрузке, соответственно известной теории синхронных электрических машин, называется углом нагрузки Θ . Значит и угол γ_{Ψ_a} , отмеченный на рис. 3, является углом нагрузки индуктора, то есть можно считать: $\Theta = \gamma_{\Psi_a}$.

На основе расчета магнитного поля и выявления фазовых (угловых) и количественных соотношений электрических и магнитных величин можно перейти к определению энергетических параметров индуктора.

Непосредственно по распределению радиальной B_r и угловой B_α составляющих магнитной индукции программными средствами FEMM [8], через тензор магнитного натяжения Максвелла, получается вращающий ЭММ, являющийся, по сути, реактивным:

$$M_{em} = \frac{l_a}{\mu_0(r_{si} - r_{re})} \int_{S_\delta} r B_r B_\alpha dS, \quad (10)$$

где S_δ – площадь сечения зазора, ограниченного радиусами r_{re} и r_{si} ; μ_0 – магнитная постоянная.

Выходная, то есть полезная, мощность индуктора получается в механическом выражении:

$$P_{out} = M_{em} \omega_s / p. \quad (11)$$

Через электрические величины получается электромагнитная мощность:

$$P_{em} = m_s E_a I_s \cos \varphi_{Ea}. \quad (12)$$

Потребляемая из сети – входная мощность:

$$P_{in} = m_s U_s I_s \cos \varphi_s. \quad (13)$$

Мощность потерь в индукторе складывается из упомянутой мощности магнитных потерь P_{mag} и мощности электрических потерь в статорной обмотке:

$$P_{el} = m_s R_s I_s^2. \quad (14)$$

По определенным мощностям находится КПД (коэффициент полезного действия) индуктора:

$$\eta = P_{out} / P_{in}. \quad (15)$$

Варианты работы индуктора в режиме нагрузки и принципы их расчета. При изменении режима работы индуктора в нем происходят сопутствующие изменения количественно-фазовых соотношений электрических и магнитных величин. Для получения характеристик индуктора следует поддерживать значения базовых величин, варьировать одну из величин, принятую в качестве аргумента, и рассчитывать прочие величины – функции.

В качестве варьируемой величины принята входящая в (1) начальная (обобщенная) фаза токов β , которая при работе индуктора устанавливается автоматически в зависимости от уровня его нагрузки.

Эксплуатация индуктора возможна в двух вариантах с соответствующими базовыми величинами:

1) при стабилизации действующего значения тока I_s , то есть $I_s = \text{const}$;

2) при стабилизации аналогичного значения напряжения U_s , то есть $U_s = \text{const}$.

В первом варианте при варьировании угла β для каждого его значения, по сути, решается **прямая задача**: при заданном токе I_s рассчитывается магнитное поле и по последовательности формул (1) – (9) получаются необходимые параметры индуктора, в том числе и напряжение U_s .

Во втором варианте – при заданном напряжении U_s для каждого значения угла β решается **обратная задача** с получением в итоге ряда параметров индуктора, а также и неизвестного в данном случае тока I_s .

Решение обратной задачи более сложное и достигается методом последовательных приближений с решением на каждой итерации прямой задачи.

Для такого решения при каждом новом значении угла β задается начальное приближение тока $I_{s,1}$ (можно, например, принять по опыту предыдущих расчетов) и рассчитывается магнитное поле, и затем по (7) получается значение напряжения $U_{s,1}$.

После первого и каждого следующего итерационных шагов определяется путем линейной интерполяции или экстраполяции новое значение тока статора:

$$I_{s,ni+1} = I_{s,ni-1} + \frac{I_{s,ni} - I_{s,ni-1}}{U_{s,ni} - U_{s,ni-1}} (U_s - U_{s,ni-1}), \quad (16)$$

где ni , $ni - 1$, $ni + 1$ – номера текущей, предыдущей и следующей итераций, соответственно.

На первой итерации номер предыдущей итерации $ni - 1 = 0$, для которой принимаются $I_{s,0} = 0$ и $U_{s,0} = 0$, а значения $I_{s,1}$ и $U_{s,1}$ уже подготовлены.

На последующей итерации полученное по (16) значение $I_{s,ni+1}$ уже играет роль $I_{s,ni}$, а предыдущее значение $I_{s,ni}$ – роль $I_{s,ni-1}$. И вновь для обновленного тока $I_{s,ni}$ рассчитывается по формулам (1)–(9) магнитное поле и фазное напряжение $U_{s,ni}$.

После очередной итерации определяется рассогласование напряжения с заданным его значением U_s :

$$dU_s = \frac{\text{abs}(U_s - U_{s,ni+1})}{U_s}. \quad (17)$$

Итерации продолжают до получения заданной точности решения $dU_{s,max}$, то есть:

$$dU_s < dU_{s,max}. \quad (18)$$

Последнее значение $I_{s,ni+1}$ – это и есть ток I_s , при котором будет обеспечено значение U_s .

Например, при $\beta = 45^\circ$ после задания начального значения тока $I_{s,1} = 500$ А получены за четыре итерации значения $I_s = 455$ А и $dU_s = 0,0005$ о.е. (для данных расчетов это даже излишняя точность).

Для выявления количественно-фазовых соотношений величин были проведены расчеты для двух отмеченных выше по тексту вариантов эксплуатации индуктора. Это сделано при четырех значениях угла β : 0° , 30° , 60° и 90° . Полученные токи, МПС и напряжения представлены в векторной форме на рис. 4 с соблюдением пропорций для одноименных величин.

При стабилизации тока его значение принято как и в представленном выше расчете параметров индуктора при $U_s = 220$ В и $\beta = 45^\circ$, т.е. $I_s = 455$ А.

При стабилизации напряжения его значение принято номинальным, то есть $U_s = 220$ В.

Выявилось, что векторы тока и МПС совпадают по фазе только при крайних значениях β – при 0° и 90° . При всех остальных углах (и не только рассмотренных) вектор МПС $\underline{\Psi}_a$ существенно отстает по фазе от вектора тока \underline{I}_s , что уже было показано на рис. 3.

При $I_s = \text{const}$ (рис. 4,а) с увеличением угла β значения МПС и необходимого напряжения U_s существенно уменьшаются. При $U_s = \text{const}$ (рис. 4,б) при

росте угла β значения МПС также стабильны, а вот необходимый ток I_s существенно увеличивается.

На рис. 4 показан угол нагрузки индуктора Θ , который отсчитывается от позиции вектора МПС $\Psi_{a,0}$, соответствующей ХХ, до позиции Ψ_a , соответствующей какому либо уровню нагрузки. Суть этого угла обсуждалась выше по тексту применительно к рис. 3.

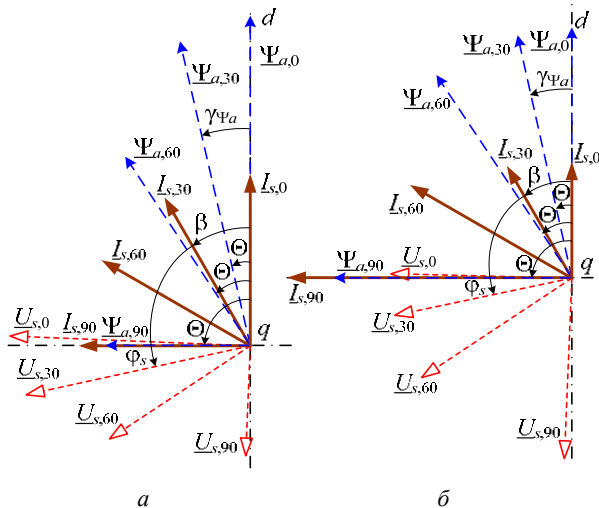


Рис. 4. Система векторов тока, МПС и напряжения при значениях угла $\beta = 0, 30^\circ, 60^\circ$ и 90° , отмеченных в индексах: а – $I_s = \text{const}$; б – $U_s = \text{const}$

Характеристики индуктора. Приведенные теоретические положения позволяют получить семейство характеристик индуктора, которые связывают его электрические, магнитные, энергетические и фазовые (угловые) параметры при работе в режиме нагрузки.

Характеристики индуктора при работе со стабилизацией тока обмотки статора рассмотрены в [7]. В продолжение этих исследований, в данной работе далее представляются характеристики при работе индуктора со стабильным напряжением питания. Для такого режима можно обойтись без регулятора, воспользовавшись имеющейся электросетью. Однако в этом случае ток обмотки статора должен быть ограничен одной – предельно допустимой нагрузкой. А в возможном диапазоне работы индуктора при уменьшенной нагрузке обмотка статора будет работать с неполным использованием по току.

В целом характеристики показывают изменение ряда величин, описывающих работу индуктора, при изменении его нагрузки. Они могут происходить с изменением заполнения рабочей камеры или по другим причинам, сопровождающимся изменением механического момента сопротивления со стороны обрабатываемого вещества. Благодаря известному свойству саморегулирования, присущему электродвигателям, автоматически устанавливается соответствующий ЭММ. При стабильном значении напряжения обмотки статора это происходит за счет изменения тока обмотки, угла нагрузки и других фазовых соотношений электрических и магнитных величин.

Для формирования характеристик индуктора, как было отмечено, при расчетах варьировался угол начальной фазы токов β , входящий в (1). И для получения целостных характеристик принят диапазон угла

от 0 до 90° , который проходил с шагом 5° , что давало достаточную «гладкость» графиков.

Целый ряд рассчитанных при $U_s = \text{const}$ характеристик, которые могут представлять интерес для разработчиков индуктора, приведен на рис. 5-8. Сущность характеристик проявляется конкретными величинами, которые обозначены на графиках.

Главными входными величинами для индуктора являются напряжение обмотки статора и ее ток, выходной величиной – вращающий ЭММ (10). На рис. 5 сведены характеристики таких величин, причем, для сравнения, к режиму $U_s = \text{const}$ добавлен режим $I_s = \text{const}$, а аргумент β заменен на угол нагрузки Θ – соответственно рис. 6.

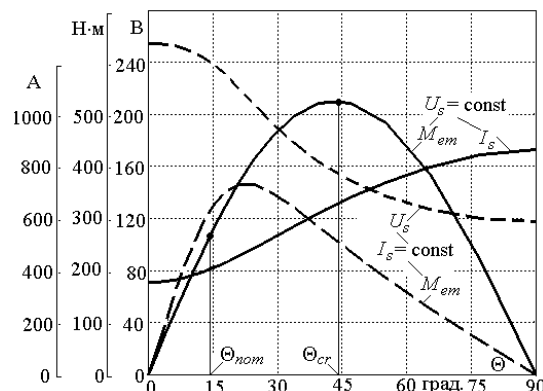


Рис. 5. Угловые характеристики для вариантов расчета $U_s = \text{const}$ и $I_s = \text{const}$ и сопутствующие изменения I_s и U_s

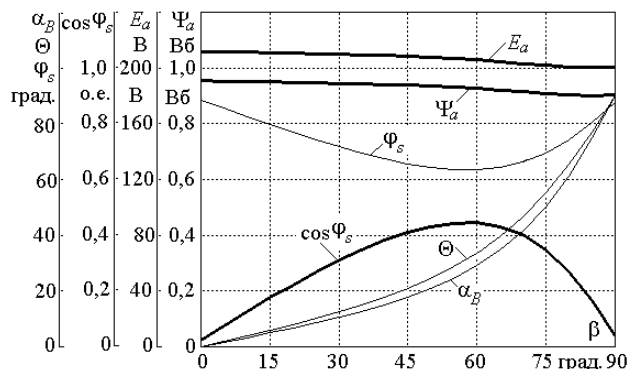


Рис. 6. Характеристики магнитного потокосцепления, ЭДС, фазовых соотношений и коэффициента мощности

Таким способом для индуктора получена известная в теории синхронных машин угловая характеристика $M_{em}(\Theta)$. И в данном случае такая характеристика для режима $U_s = \text{const}$ имеет классический вид – полуволна синусоиды двойной частоты, что характерно для реактивных синхронных двигателей.

Можно заметить, что режим $U_s = \text{const}$ более эффективен с точки зрения получения ЭММ, который должен обеспечить выполнение технологического процесса обработки веществ. Это усиливает упомянутое преимущество этого режима – отсутствие регулятора напряжения, а необходимый ток будет устанавливаться на основе свойства саморегулирования индуктора, присущего электродвигателям.

Отметим, что на рис. 5 в начальной ($\beta = 0$) и конечной ($\beta = 90^\circ$) точках ЭММ является нулевым, т. е. здесь имеет место представлявшийся ранее априори

режим XX. Значения углов β и Θ совпадают только в этих точках (рис. 6), а внутри диапазона угол Θ оказывается меньше, чем β .

Максимум ЭММ (рис. 5) получился при критическом угле нагрузки Θ_{cr} , равном $44,5^\circ$, и этому на рис. 6 соответствует угол $\beta = 67^\circ$. В диапазоне изменения угла Θ от 0 до Θ_{cr} , согласно теории синхронных электрических машин, работа индуктора является устойчивой. Для двукратного запаса по моменту можно принять по рис. 5 в качестве номинального угол нагрузки Θ_{nom} , равный 14° , и ему на рис. 6 соответствует угол $\beta = 33^\circ$.

На рис. 5, 6 выявляется, что от $\beta = 0$ (режим XX) до угла $\beta = 33^\circ$ ток, МПС, ЭДС достаточно стабильны. Дальше рост нагрузки приводит к существенному росту тока, что сопровождается соответствующим возрастанием ЭММ и некоторым уменьшением ЭДС и МПС, входящих в (6) и (7). Ввиду стабильности МПС стабильны и магнитные потери, а электрические потери (14) растут вместе с током (рис. 7).

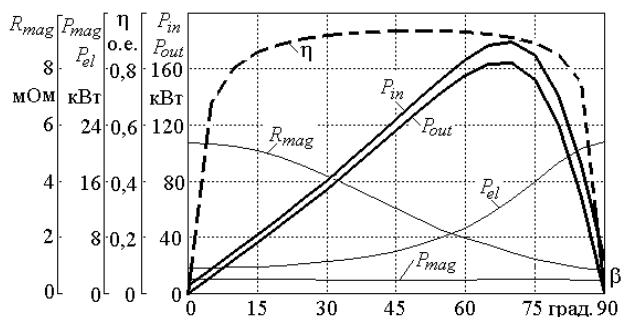


Рис. 7. Характеристики входной и выходной мощностей индуктора и его потерь мощности, КПД и активного сопротивления, учитывающего магнитные потери

Мощности в механическом (11) P_{out} (рис. 7) и электрическом (12) выражения оказались идентичными. Это можно считать проверкой адекватности фазовых соотношений рассмотренных электрических величин. Заметим, что график функции ЭММ $M_{em}(\beta)$ по форме подобен графику этих мощностей на рис. 5, что естественно ввиду их связи по (11).

Графики характеристик КПД (рис. 7) η и коэффициента мощности $\cos\varphi_s$ (рис. 6) показывают их увеличение с ростом нагрузки индуктора. В диапазоне устойчивой работы уровень КПД отвечает электрическим машинам малой и средней мощностей. В то же время, уровень значений $\cos\varphi_s$ весьма низок, и это объясняется повышенной намагничивающей составляющей тока обмотки статора ввиду маломангнитной среды рабочей камеры и значительного воздушного зазора.

На рис. 8 представлены функции изменения магнитной индукции в точках 0, a и b , отмеченных на рис. 3. Во-первых, видны близость значений индукции в разных местах камеры, а во-вторых, их стабильность в рабочем диапазоне нагрузки индуктора.

Сравнением характеристик индуктора в рассчитанном здесь режиме работы при $U_s = \text{const}$, и представленном в [7] режиме при $I_s = \text{const}$, можно выявить те или иные преимущества и недостатки каждого из них.

С точки зрения таких важных характеристик, как коэффициент мощности и КПД, режимы работы ин-

дуктора $U_s = \text{const}$ и $I_s = \text{const}$ оказались практически равноценными.

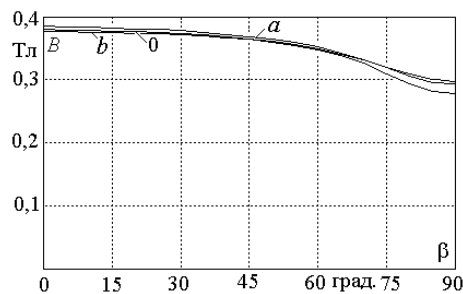


Рис. 8. Характеристики магнитной индукции B в определенных точках рабочей камеры индуктора

Еще одно важное требование для «обработчиков» разных веществ – однородность и стабильность магнитной индукции в рабочей зоне, при работе в режиме $U_s = \text{const}$ обеспечивается существенно лучше.

Выводы.

1. Разработанная методика на основе численных расчетов магнитных полей позволяет организовать итерационный процесс для расчетного анализа характеристик индуктора, работающего с изменяющейся нагрузкой при стабильном напряжении питания его обмотки.

2. Для тестового образца индуктора, при работе в режиме нагрузки с условием стабилизации напряжения его обмотки, рассчитаны и представлены электрические, магнитные и энергетические параметры, а также фазовые (угловые) соотношения обеспечивающих работу величин. Их взаимосвязи позволили сформировать семейство характеристик с аргументом – фазовым сдвигом МДС обмотки статора по отношению продольной оси его рабочей камеры.

3. Ввиду одновременного расчета ряда параметров индуктора, можно получить еще многообразие его характеристик, выбирая вместо аргумента β любые из этих параметров.

4. Представлено сравнение угловых характеристик индуктора, рассчитанных по методикам, которые обеспечивают стабилизацию напряжения либо тока обмотки статора. Более рациональным для эксплуатации индуктора является режим при стабилизации напряжения, который в желательном рабочем диапазоне угла нагрузки до 25° обеспечивает лучшие его и электрические, магнитные, силовые и энергетические параметры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Chen L., Yang R., Zeng J., Shao Y., Xiao Q., Guo S. A wet belt permanent high gradient magnetic separator for purification of non-metallic ores. *International Journal of Mineral Processing*, 2016, vol. 153, pp. 66-70. doi: 10.1016/j.minpro.2016.06.004.
2. Ge W., Encinas A., Araujo E., Song S. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*, 2017, vol. 7, pp. 4278-4286. doi: 10.1016/j.rinp.2017.10.055.
3. Wang Y., Gao D., Zheng X., Lu D., Li X. Rapid determination of the magnetization state of elliptical cross-section matrices for high gradient magnetic separation. *Powder Technology*, 2018, vol. 339, pp. 139-148. doi: 10.1016/j.powtec.2018.08.012.
4. Altun G., Inal S., Ibrahim A.L.P. Recovery of chromite from processing plant tailing by vertical ring and pulsating high gradient magnetic separation. *MT Bilimsel*, 2018, vol. 13, pp. 23-35.

5. Герасимов М.Д., Локтионов И.О. Технологические решения двойного назначения. Перспективы применения. *Вектор ГеоНаук*, 2019, Т. 2, № 1, С. 19-26. doi: [10.24411/2619-0761-2019-10003](https://doi.org/10.24411/2619-0761-2019-10003).
6. Мілих В.І., Шилкова Л.В. Експериментальне дослідження фізичної моделі трифазного індуктора магнітного поля в робочому режимі при обробці сипучого матеріалу. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ»*. Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії», 2020, №3(1357), С. 3-7. doi: [10.20998/2409-9295.2020.3.01](https://doi.org/10.20998/2409-9295.2020.3.01).
7. Мильх В.И., Шилкова Л.В. Численно-полевой анализ характеристик трехфазного индуктора магнитного поля для обработки различных веществ при стабилизации его тока. *Електротехніка і електромеханіка*, 2019, № 6, С. 21-28. doi: [10.20998/2074-272X.2019.6.03](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.03).
8. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. – Режим доступа: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions/>. – Дата звертання: 15.06.2017.
9. Мілих В.І. Система автоматизованого формування розрахункових моделей електричних машин для програмного середовища FEMM. *Технічна електродинаміка*, 2018, № 4, С. 74-78. doi: [10.15407/techned2018.04.074](https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074).

REFERENCES

1. Chen L., Yang R., Zeng J., Shao Y., Xiao Q., Guo S. A wet belt permanent high gradient magnetic separator for purification of non-metallic ores. *International Journal of Mineral Processing*, 2016, vol. 153, pp. 66-70. doi: [10.1016/j.minpro.2016.06.004](https://doi.org/10.1016/j.minpro.2016.06.004).
2. Ge W., Encinas A., Araujo E., Song S. Magnetic matrices used in high gradient magnetic separation (HGMS): A review. *Results in Physics*, 2017, vol. 7, pp. 4278-4286. doi: [10.1016/j.rinp.2017.10.055](https://doi.org/10.1016/j.rinp.2017.10.055).
3. Wang Y., Gao D., Zheng X., Lu D., Li X. Rapid determination of the magnetization state of elliptical cross-section matrices for high gradient magnetic separation. *Powder Technology*, 2018, vol. 339, pp. 139-148. doi: [10.1016/j.powtec.2018.08.012](https://doi.org/10.1016/j.powtec.2018.08.012).
4. Altun G., Inal S., Ibrahim A.L.P. Recovery of chromite from processing plant tailing by vertical ring and pulsating high gradient magnetic separation. *MT Bilimsel*, 2018, vol. 13, pp. 23-35.
5. Gerasimov M.D., Loktionov I.O. Dual-use technological solutions. Application prospects. *Vektor GeoNauk*, 2019, vol. 2, no. 1, pp. 19-26. doi: [10.24411/2619-0761-2019-10003](https://doi.org/10.24411/2619-0761-2019-10003).
6. Milykh V.I., Shilkova L.V. Experimental research of the three-phase physical model of the magnetic field inductor in the working mode when processing bulk material. *Bulletin of NTU «KhPI»*. Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion», 2020, no.3(1357), pp. 3-7. (Ukr). doi: [10.20998/2409-9295.2020.3.01](https://doi.org/10.20998/2409-9295.2020.3.01).
7. Milykh V.I., Shilkova L.V. Numerical-field analysis of the characteristics of a three-phase magnetic field inductor for the treatment of various substances with current stabilization. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 6, pp. 21-28. doi: [10.20998/2074-272X.2019.6.03](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.6.03).
8. Finite Element Method Magnetics: OldVersions. FEMM 4.2 11Oct2010 Self-Installing Executable. Available at: <http://www.femm.info/wiki/OldVersions> (accessed 15.06.2017).
9. Milykh V.I. The system of automated formation of electrical machines computational models for the FEMM software environment. *Technical Electrodynamics*, 2018, no.4, pp. 74-78. (Ukr.) doi: [10.15407/techned2018.04.074](https://doi.org/10.15407/techned2018.04.074).

Поступила (received) 02.01.2020

Мильх Владимир Иванович¹, д.т.н., проф.,
Шилкова Лариса Васильевна¹, аспирант,
¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
тел/phone +380 57 7076514,
e-mail: mvikemkpi@gmail.com, larisa_lv@ukr.net

V.I. Milykh¹, L.V. Shilkova¹

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Characteristics of a cylindrical inductor of a rotating magnetic field for technological purposes when it is powered from the mains at a given voltage.

Introduction. A computational analysis of the characteristics of an inductor of a rotating magnetic field for technological purposes is presented. The design of its stator is borrowed from a three-phase induction motor. The cylindrical cavity inside the stator is occupied by a working chamber into which a granular or liquid processed substance is loaded. The processing is carried out with elongated ferromagnetic elements moving with a magnetic field. **Problem.** The purpose of the article is a study of the electromagnetic, phase, and energy characteristics of an inductor at its operation under load mode with a given voltage of the stator winding. **Methodology.** The study is performed on the basis of numerical calculations of the magnetic field, taking into account the anisotropy of the low-magnetic medium in the working chamber. Its discrete medium is represented homogeneous with different magnetic permeabilities on mutually perpendicular axes. The technique of transition from the results of the magnetic field calculation to the electric, magnetic, phase and energy parameters of the inductor is given. This is facilitated by the electrical equivalent circuit of the stator phase winding, the equilibrium equation of its electrical quantities, vector diagrams and an iterative method for determining the current at a given voltage. **Results.** Mutual dependencies of a number of inductor parameters are formed into a family of characteristics exhibiting its properties in an operating mode with a changing load. Characteristics include such quantities as magnetic flux linkage of the stator winding, its current and EMF, phase shifts between them, electromagnetic torque, expended and useful power and its losses, power factor and efficiency. In this article, a feature of this mode is the stability of the stator winding voltage in the inductor. This complements the earlier studies of the inductor in the mode with stabilization of the winding current, which allows to compare these options. On the example of a test sample of an inductor, a number of its characteristics are shown, vector diagrams of its electric and magnetic quantities illustrating their mutual phase shifts are given. **Practical value.** The presented technique for determining the electric and magnetic quantities of the inductor and their phase relationships, and also the shown family of characteristics can contribute to increasing the design efficiency and improving the inductors of the considered type. The developed technique has the universality property, as it is capable of displaying their various circuit and constructional design parameters. References 9, figures 8.

Key words: three-phase cylindrical inductor, working chamber, ferromagnetic elements, rotating magnetic field, numerical calculations, load mode, stable voltage, electric, magnetic and energy parameters, phase shifts.

В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский, В.М. Казакбаев, С.Х. Ошурбеков

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ДВУХ ОДНОФАЗНЫХ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МАШИН С МАГНИТАМИ НА СТАТОРЕ

Мета. Дослідження характеристик двох високошвидкісних однофазних електричних машин з магнітами на статорі (електрична машина зі змінним напрямом потоку і гібридна вентильно-індукторна реактивна машина): порівнюються такі характеристики як ККД, вага, вартість активних матеріалів, номінальний струм елементів перетворювача частоти. **Методика.** Розрахунок характеристик електричної машини за допомогою рішення двовірних крайових магнітостатичних завдань. **Результати.** Проведено порівняння двох типів однофазних машин з магнітами на статорі; отримано розрахункове порівняння характеристик однофазної електричної машини зі змінним напрямом потоку і однофазної гібридної вентильно-індукторної реактивної машини; отримані результати порівняння маси, розмірів і ККД двох машин. **Наукова новизна.** Уперше отримані результати порівняння однофазної електричної машини зі змінним напрямом потоку і однофазної гібридної вентильно-індукторної реактивної машини. **Практичне значення.** Отримані результати можуть допомогти при виборі кращої конструкції електродвигуна в даних застосуваннях: електричне турбонаддування, побутові прилади, вентилятори, насоси і компресори малої потужності і т.д. Бібл. 15, табл. 2, рис. 13.

Ключові слова: високошвидкісні машини, гібридна вентильно-індукторна реактивна машина, машина зі змінним напрямом магнітного потоку, машина з постійними магнітами, однофазні електричні машини, спеціальні електричні машини.

Цель. Исследование характеристик двух высокоскоростных однофазных электрических машин с магнитами на статоре (электрическая машина с переменным направлением потока и гибридная вентильно-индукторная реактивная машина): сравниваются такие характеристики как КПД, вес, стоимость активных материалов, номинальный ток элементов преобразователя частоты. **Методика.** Расчет характеристик электрической машины с помощью решения двухмерных краевых магнитостатических задач. **Результаты.** Произведено сопоставление двух типов однофазных машин с магнитами на статоре; получено расчетное сравнение характеристик однофазной электрической машины с переменным направлением потока и однофазной гибридной вентильно-индукторной реактивной машины; получены результаты сравнения массы и размеров КПД двух машин. **Научная новизна.** Впервые получены результаты сравнения однофазной электрической машины с переменным направлением потока и однофазной гибридной вентильно-индукторной реактивной машины. **Практическое значение.** Полученные результаты могут помочь при выборе лучшей конструкцией электродвигателя в рассматриваемых приложениях: электрический турбонаддув, бытовые приборы, вентиляторы, насосы и компрессоры малой мощности и т.д. Библ. 15, табл. 2, рис. 13.

Ключевые слова: высокоскоростные машины, гибридная вентильно-индукторная реактивная машина, машина с переменным направлением магнитного потока, машина с постоянными магнитами, однофазные электрические машины, специальные электрические машины.

Введение. Однофазные синхронные машины с магнитами на роторе [1] и бесщеточные машины с постоянными магнитами на статоре [2-9] применяются в высокоскоростных приложениях низкой мощности, где требуется регулирование частоты вращения и невысокая стоимость.

Основное преимущество машин с магнитами на роторе по сравнению с синхронной машиной с магнитами на роторе – простой зубчатый ротор, представляющий собой шихтованный пакет стали, насаженный на вал. Это повышает надежность, упрощает технологию изготовления ротора и снижает стоимость ротора в высокоскоростных приложениях.

В [2, 3], описывается однофазная гибридная вентильно-индукторная реактивная машина (ГВИРМ, англ. «Hybrid Switched Reluctance Machine», рис. 1). Добавление постоянных магнитов на статор решает задачу начального позиционирования ротора. Следовательно, запуск двигателя возможен, даже в однофазном варианте. Кроме того, наличие магнитов на статоре, снижает массу ГВИРМ, по сравнению с ВИРМ без магнитов. Уменьшается размер и диаметр ротора ГВИРМ, что особенно важно для высокоскоростных приложений. По сравнению с однофазной синхронной машиной с магнитами на роторе ГВИРМ имеет следующие преимущества: 1) конструктивно простой и надежный зубчатый ротор; 2) в конструк-

ции ГВИРМ могут быть использованы дешевые ферриты, а в традиционной синхронной машине должны использоваться дорогие редкоземельные магниты; 3) меньшее число транзисторов в инверторе.

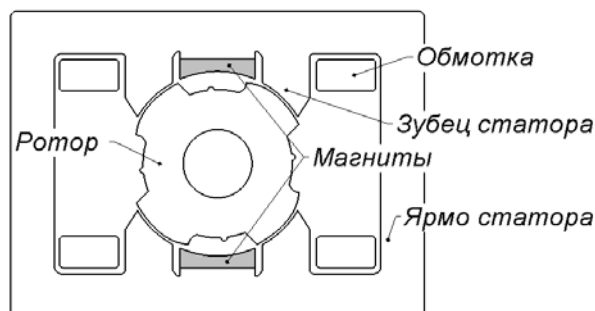


Рис. 1. Однофазная гибридная вентильно-индукторная реактивная машина [2]

Несмотря на отмеченные выше преимущества ГВИРМ, эта машина имеет следующий недостаток по сравнению с однофазной синхронной машиной с магнитами на роторе: ГВИРМ питается однополярными импульсами постоянного тока. Синхронная машина с магнитами на роторе – это машина переменного тока. Поэтому для достижения тока с той же амплитудой (полуразмахом) в случае ГВИРМ требуется, чтобы ток имел значительно большее по модулю значение.

© В.А. Прахт, В.А. Дмитриевский, В.М. Казакбаев, С.Х. Ошурбеков

Таким образом, действующее и максимальное значение тока в фазе ГВИРМ намного больше, чем у аналогичной однофазной синхронной машины с магнитами на роторе. В связи с этим возрастает стоимость и габариты преобразователя частоты для ГВИРМ, а также возрастают потери в преобразователе частоты.

Хорошей альтернативой ГВИРМ и традиционной однофазной синхронной машине с магнитами на роторе может быть однофазная электрическая машина с переменным направлением потока (ЭМПНП, англ. «Flux Reversal Machine»). Однофазная ЭМПНП с тремя зубцами на роторе и четырьмя магнитными полюсами на статоре (рис. 2) была впервые описана в [4].

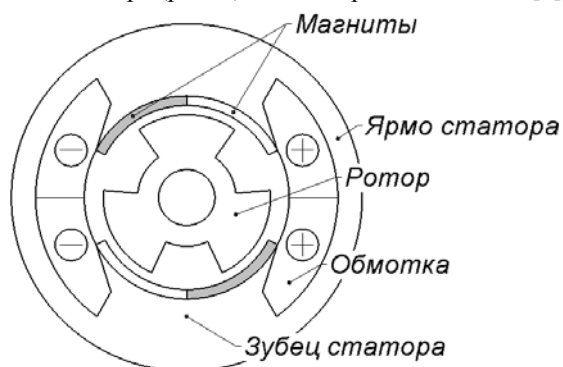


Рис. 2. Конструкция ЭМПНП согласно [4]

Однофазная ЭМПНП имеет простой и зубчатый ротор, как и ГВИРМ. Размещение постоянных магнитов на статоре ЭМПНП обеспечивает простоту конструкции и надежность, а также малую массу и габариты. В то же время ЭМПНП – это машина переменного тока, как и синхронная машина с магнитами на роторе. Импульсы тока разной полярности в ЭМПНП могут занимать значительную часть периода. Поэтому действующее и максимальное значение тока в фазе ЭМПНП меньше, чем для ГВИРМ. Это позволяет применить для ЭМПНП преобразователь частоты, в котором основные силовые элементы имеют меньшее значение действующего и максимального тока. Также в преобразователе частоты для ЭМПНП меньше потери энергии, чем для ГВИРМ, а, следовательно, меньше размеры радиатора и общие габариты.

Однако у конструкции ЭМПНП, описанной в [4] имеются следующие недостатки: 1) снижение удельной мощности и КПД, поскольку не используется треть внутренней поверхности статора; 2) отсутствие симметрии машины на промежутке вращения 180° вызывает нескомпенсированные радиальные усилия, действующие на ротор; 3) эти нескомпенсированные радиальные силы снижают ресурс работы подшипников. Для преодоления отмеченных выше недостатков ЭМПНП, описанного в [4], в патенте [5] и работах [6, 7] была предложена однофазная ЭМПНП, изображенная на рис. 3.

В ЭМПНП (рис. 3) используется вся поверхность статора за счет использования полузакрытых пазов. ГВИРМ же имеет открытые пазы статора, что снижает удельный момент и КПД в сравнении с ЭМПНП.

Несмотря на отмеченные выше недостатки ГВИРМ, по сравнению с ЭМПНП, в конструкции ГВИРМ могут быть использованы дешевые ферритовые магниты [3], в то время как для ЭМПНП могут быть использованы только редкоземельные магниты.

Это достоинство ГВИРМ может быть особенно важным при проектировании приводов невысокой стоимости для бытовых приборов, электроинструмента, автомобильной промышленности, воздуходувок и т.д.

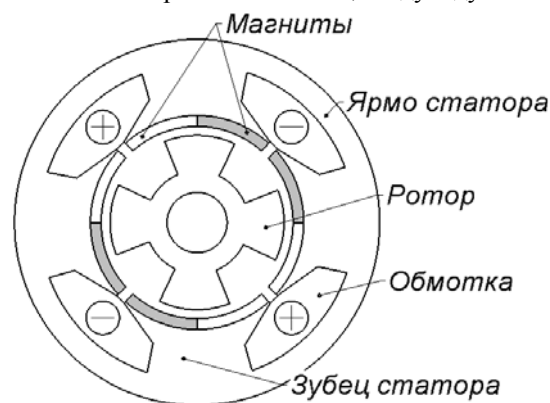


Рис. 3. Конструкция ЭМПНП согласно [5, 6]

Сопоставление разных типов электрических машин по массе и стоимости активных материалов, КПД имеет большое значение при выборе типа привода для различных приложений, как это показано на примере трёхфазных машин [10-12]. Как показывает обзор литературных источников, сопоставление высокоскоростных ЭМПНП и ГВИРМ не описано в литературе, поэтому подобное сопоставление является актуальным и новым при выборе типа привода для однофазных высокоскоростных приложений.

Цель работы – исследование характеристик двух типов однофазных высокоскоростных электрических машин с магнитами на статоре – ЭМПНП и ГВИРМ. Обе машины спроектированы для маломощных приводов бытовых приборов (номинальная механическая мощность 754 Вт, номинальная частота вращения 18000 об/мин, номинальный момент 0,4 Н·м). Основные характеристики и данные для ГВИРМ взяты из [2]. ЭМПНП спроектирована на основе методики, описанной в [8]. Для обеих машин производится сопоставление по КПД и по массе активных материалов. Анализируются преимущества и недостатки однофазных ЭМПНП и ГВИРМ.

Моделирование и расчет характеристик ЭМПНП. Моделирование и расчет характеристик ЭМПНП выполнен с помощью метода конечных элементов на основе методики, описанной в [9]. Методика построена на решении магнитостатических краевых задач, с различным положением ротора, соответствующим разным моментам времени. Все эти краевые задачи имеют одну и ту же расчётную область, разделённую на две подобласти посередине воздушного зазора. Вращение учитывается граничным условием, сшивающим эти подобласти в соответствии с поворотом ротора [6]. Диаметр пакета статора ЭМПНП выбран существенно меньше, чем у ГВИРМ и равен 51 мм. Длина пакета была выбрана равной 30 мм, как у ГВИРМ. Для ЭМПНП были выбраны редкоземельные магниты с магнитной индукцией 1,2 Тл. Частота питания основной гармоники тока ЭМПНП равна 1200 Гц, как и для ГВИРМ.

На рис. 4. показано распределение модуля магнитной индукции для ЭМПНП. Зубец ротора находится над серединой паза статора.

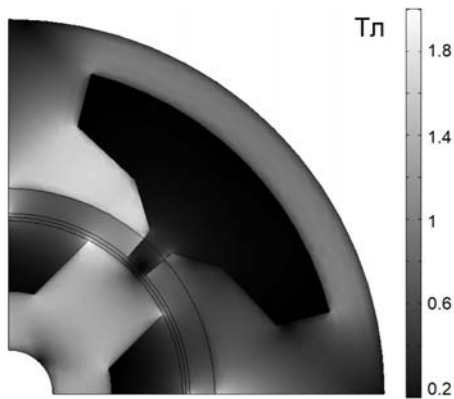


Рис. 4. Модуль магнитной индукции для ЭМПНП при моменте 0,4 Н·м

На рис. 5,а приведены расчётные величины потерь в меди P_{cu} , магнитопроводах статора P_{st} и ротора P_{rt} , а также в магнитах P_{magn} для ЭМПНП для номинальной частоты вращения (18000 об/мин) при разных значениях нагрузочного момента: 1) механическая мощность 188,5 Вт, момент 0,1 Н·м; 2) механическая мощность 377 Вт, момент 0,2 Н·м; 3) механическая мощность 565 Вт, момент 0,3 Н·м; 4) механическая мощность 754 Вт, момент 0,4 Н·м (номинальный режим). Прочие потери (в подшипниках и вентиляционные) предполагались равными 15 Вт при номинальной частоте вращения. Наибольшие потери ЭМПНП во всех режимах сосредоточены в обмотке.

На рис. 5,б изображены мгновенные значения токов ЭМПНП для разных значений момента. Моменты начала и конца положительного импульса напряжения обозначены «on+» и «off+» соответственно. Моменты начала и конца отрицательного импульса напряжения обозначены «on-» и «off-» соответственно. Из графиков видно, что ток кусочно-гладкий с изломами в моментах переключений.

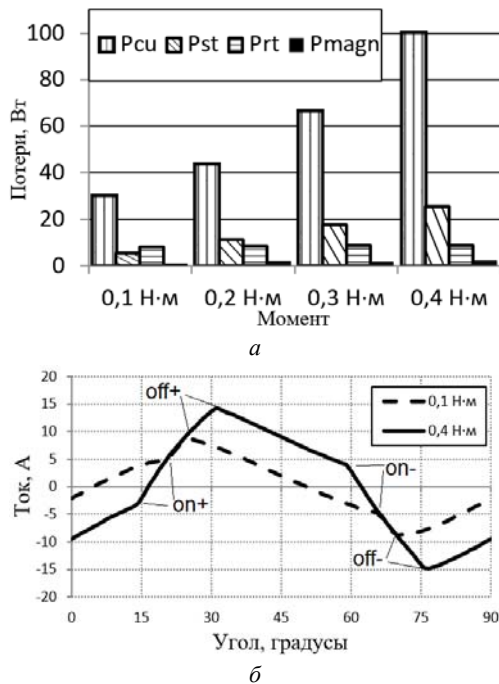


Рис. 5. Потери ЭМПНП на номинальной частоте вращения при различных моментах нагрузки (а) и зависимость тока от позиции ротора (б)

На рис. 6,а приведена зависимость коэффициента заполнения импульсов питающего напряжения (доля электрического периода, занятая импульсами напряжения той или иной полярности) от среднего значения момента ЭМПНП. При возрастании требуемой величины момента, коэффициент заполнения увеличивается линейно. Зависимость действующего значения тока от среднего момента ЭМПНП показана на рис. 6,б. Действующее значение тока нелинейно растет с увеличением момента. Остальные характеристики для ЭМПНП приведены в следующем разделе, в сравнении в ГВИРМ.

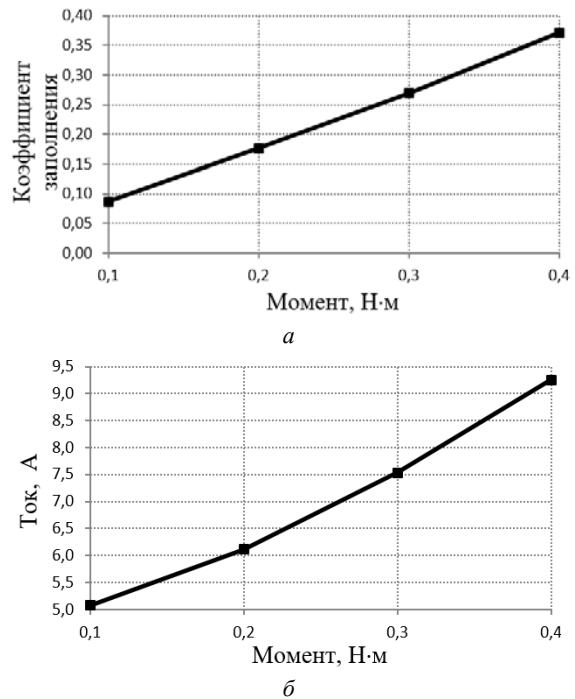


Рис. 6. Зависимость коэффициента заполнения (а) и действующего значения тока (б) от момента ЭМПНП

Сопоставление характеристик ЭМПНП и ГВИРМ. В табл. 1, 2 приведены основные характеристики однофазных ЭМПНП и ГВИРМ (номинальная механическая мощность 754 Вт, номинальная частота вращения 18000 об/мин).

Цена за 1 кг постоянных магнитов зависит не только от материала, но и от размера используемых блоков [13, 14]. Цена на NeFeV-магниты необходимого размера для ЭМПНП составляют 137,78 \$/кг [13]. Цена на ферритовые магниты необходимого размера для ГВИРМ составляют 67,20 \$/кг [14].

Как видно из табл. 2, стоимость активных материалов для ГВИРМ в 1,9 раза меньше, чем для ЭМПНП. Однако ЭМПНП в 1,8 раз меньше по массе, чем ГВИРМ. Поэтому в устройствах, которые пользователь держит в руках (например, в угловой шлифовальной машине, в дисковой пиле, в аккумуляторном электроинструменте, в садовой воздуходувке, в ручном пылесосе), а также в других приложениях, где важно снизить габариты, целесообразно применять ЭМПНП. В приложениях, где снижение массы не так важно, но важно снизить стоимость машины, например, в сушилках для рук, блендере, в торцовочной пиле, целесообразно применять ГВИРМ.

Таблица 1

Номинальные параметры ЭМ		
Параметр	ЭМПНП	ГВИРМ [2]
Нагрузочный момент, Н·м	0,4	0,4
Частота основной гармоники, Гц	1200	1200
Напряжение звена постоянного тока, В	320	320
Действующее значение тока в фазе, А	9,25	17,8
Максимальное значение тока в фазе, А	14,8	34,8
КПД, %	83	72

Таблица 2

Стоимость активных материалов, масса и размеры ЭМ		
Параметр	ЭМПНП	ГВИРМ [2]
Внешний размер магнитопровода статора, мм	Ø 51	78×58
Длина активной части, мм	30	30
Воздушный зазор, мм	0,5	0,5 – 1,2
Внешний диаметр ротора, мм	23,6	≈ 34
Момент инерции ротора, кг·см ²	0,041	0,205
Тип постоянных магнитов	Редкоземельные	Ферритовые*
Толщина постоянных магнитов, мм	1,7	2,4
Масса постоянных магнитов, г	28	17
Масса стали статора, г	214	494
Масса стали ротора, г	61	138
Масса меди, г	100	99
Полная масса активных материалов, г	403	731
Стоимость активных материалов, \$	4,83	2,47

* Прим. к табл. 2: в статье [5] отсутствуют данные о типе магнитов в ГВИРМ, однако в работе [3] отмечается, что для ГВИРМ применяются ферритовые магниты. При расчете стоимости активных материалов были приняты следующие цены: 1 \$/кг – для стали, 7 \$/кг – для меди [10].

Размер ротора ЭМПНП существенно меньше, чем у ГВИРМ: 1) диаметр ротора в 1,4 раза меньше; 2) масса ротора в 2,3 раза меньше; 3) момент инерции ротора в 5 раз меньше. Это преимущество ЭМПНП особенно важно для всех высокоскоростных приложений, так как позволяет существенно снизить центробежные силы, воздействующие на ротор, а также снизить нагрузку на подшипниковый узел ротора и продлить ресурс работы. Также малый момент инерции ротора очень важен в таких приложениях как электрический турбонаддув [15], так как позволяет повысить скорость реакции на сигнал задания и существенно улучшить динамические характеристики систем турбонаддува бензиновых и дизельных двигателей внутреннего сгорания.

На рис. 7 представлены значения КПД ЭМПНП и ГВИРМ для частоты вращения 18000 об/мин.

ЭМПНП имеет более высокое значение КПД, а это означает меньшие потери, меньший нагрев обмотки и более продолжительный режим работы при перегрузках по моменту и мощности.

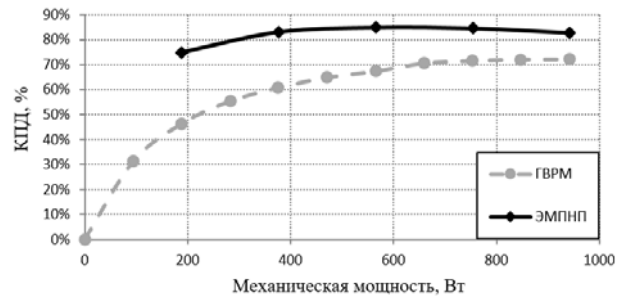


Рис. 7. Сравнение КПД ЭМПНП и ГВИРМ

На рис. 8 показаны значения момента ЭМПНП и ГВИРМ в зависимости от угла поворота машины. Момент ЭМПНП имеет область отрицательных значений и более высокую величину пульсаций момента, в сравнение с ГВИРМ. Однако пульсации момента ЭМПНП могут быть существенно уменьшены в результате оптимизации геометрии машины и могут быть сопоставимы с ГВИРМ.

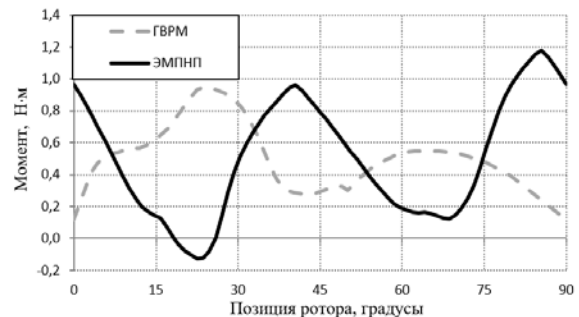


Рис. 8. Сравнение графиков момента рассматриваемых машин

На рис. 9-11 приведены мгновенные значения напряжения, токов и мощности ЭМПНП и ГВИРМ для момента 0,4 Н·м и частоты вращения 18000 об/мин.

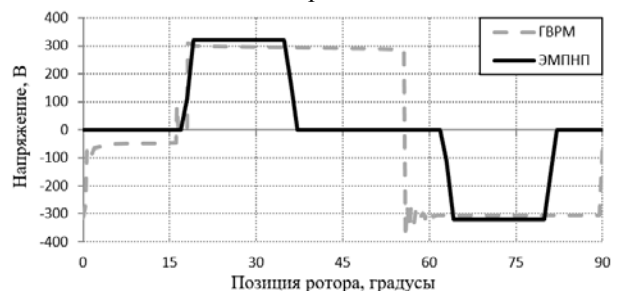


Рис. 9. Сравнение графиков напряжения машин при моменте 0,4 Н·м

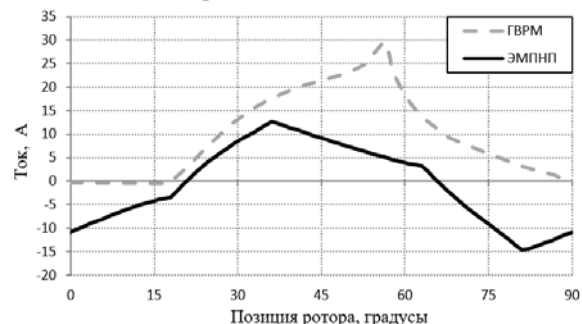


Рис. 10. Сравнение графиков тока машин при моменте 0,4 Н·м

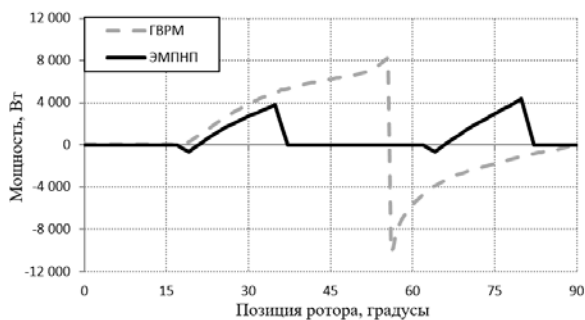


Рис. 11. Сравнение графиков электрической мощности машин при моменте 0,4 Н·м

Как видно из рис. 9-11 максимальное значение тока в фазе ЭМПНП равно 14,8 А, а у ГВИРМ – 34,8 А. Действующее значение тока в фазе ЭМПНП равно 9,25 А, а у ГВИРМ – 17,8 А. Максимальное значение потребляемой мгновенной мощности ЭМПНП от преобразователя частоты равно 4,4 кВт, а для ГВИРМ – 9,8 кВт. Среднее значение потребляемой мгновенной мощности ЭМПНП от преобразователя частоты равно 908 Вт, а для ГВИРМ – 1047 Вт. Преобразователь частоты для ГВИРМ (рис. 12) имеет меньшее число транзисторов, чем для ЭМПНП (рис. 13).

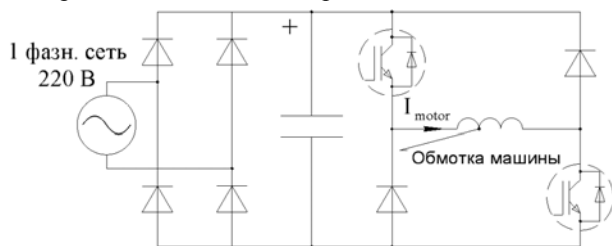


Рис. 12. Преобразователи частоты для ГВИРМ

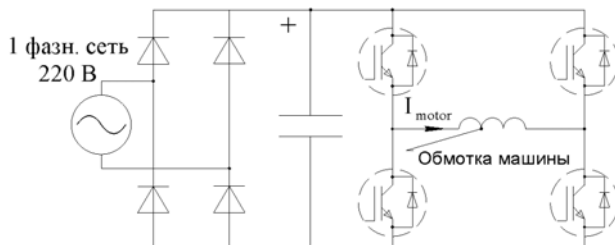


Рис. 13. Преобразователи частоты для ЭМПНП

Однако для ЭМПНП нужны силовые элементы с меньшим максимальным значением тока и радиатор охлаждения меньшего размера. Также для ГВИРМ требуется конденсатор большей емкости в звене постоянного тока, так как максимальное значение мгновенной мощности, потребляемой инвертором из звена постоянного тока в несколько раз больше, чем для ЭМПНП. Поэтому представляет интерес сопоставление потерь мощности, стоимости, массы и размеров преобразователей частоты для ЭМПНП и ГВИРМ. Проектирование и сопоставление преобразователей частоты для ЭМПНП и ГВИРМ будет выполнено в следующих работах.

Выводы.

1. В статье произведено сопоставление двух типов однофазных машин с магнитами на статоре. ЭМПНП имеет существенно более высокое значение КПД, чем ГВИРМ, а, следовательно, и меньший нагрев обмотки.

2. Стоимость активных материалов для ГВИРМ в 1,9 раза меньше, чем для ЭМПНП. Однако ЭМПНП в 1,8 раз меньше по массе, чем ГВИРМ. Поэтому в устройствах, которые держатся в руках, например, в электроинструменте, а также в других приложениях, где важно снизить габариты, целесообразно применять ЭМПНП. В приложениях, где снижение массы не так важно, а важно снизить стоимость машины, целесообразно применять ГВИРМ.

3. Действующее значение тока в фазе ЭМПНП равно 9,25 А, тогда как действующее значение тока в фазе ГВИРМ равно 17,8 А. Поэтому для ЭМПНП нужны силовые элементы с меньшим максимальным значением тока и радиатор охлаждения меньшего размера. Также для ГВИРМ требуется больший радиатор и конденсатор большей емкости в звене постоянного тока. Несмотря на более простую схему преобразователя частоты для ГВИРМ, его масса будет больше, чем для ЭМПНП.

Результаты работы получены при поддержке средствами МОН РФ, задание № 8.9549.2017/8.9.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Bentouati S., Zhu Z., Howe D. Permanent magnet brushless DC motors for consumer products. *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Machines and Drives* (Conf. Publ. No. 468), pp. 118-122, Canterbury, UK, 1-3 September 1999.
2. Jeong K., Ahn J. Design and characteristics analysis of a novel single-phase hybrid SRM for blender application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2018, vol. 13, no. 5, pp. 1996-2003. doi: 10.5370/JEET.2018.13.5.1996.
3. Torok V., Loreth K. The world's simplest motor for variable speed control? The Cyrano motor, a PM-biased SR-motor of high torque density. *Proceedings of the 1993 5th European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton, UK, 13-16 Sept. 1993.
4. Deodhar R.P., Andersson S., Boldea I., Miller T.J.E. The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1997, vol. 33, no. 4, pp. 925-934. doi: 10.1109/28.605734.
5. Дмитриевский В.А., Прахт В.А. Однофазная электрическая машина. Патент RU № 2524144. Дата публикации: 27.07.2014.
6. Dmitrievskii V., Prakht V., Pozdeev A., Klimarev V., Mikhailitsyn A. Angular grinder with new flux reversal motor. *Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1366-1371, Pattaya, Thailand, 25-28 October 2015.
7. Dmitrievskii V.A., Prakht V.A. Mathematical simulation of a high-speed single-phase machine with alternating current direction. *Russian Electrical Engineering*, 2016, vol. 87, no. 6, pp. 327-332. doi: 10.3103/s1068371216060043.
8. Dmitrievskii V., Prakht V., Kazakbaev V., Sarapulov S. Steady-state model of a single-phase flux reversal motor. *Proceedings of 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University (RTUCON 2017)*, pp. 1-5, Riga, Latvia, 12-13 October 2017.
9. Dmitrievskii V., Prakht V., Kazakbaev V., Sarapulov S. Optimal design of a high-speed single-phase flux reversal motor for vacuum cleaners. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 12, p. 3334. doi: 10.3390/en1123334.
10. Goss J., Popescu M., Staton D. A comparison of an interior permanent magnet and copper rotor induction motor in a hybrid electric vehicle application. *Electric Machines & Drives Conference (IEMDC)*, 2013 IEEE International, pp. 220-225, Chicago, IL, USA, 12-15 May 2013. doi: 10.1109/iemdc.2013.6556256.

11. Rahman T., Mohammadi M.H., Humphries K., Lowther D.A. Comparison of fractional-slot concentrated winding and PM-assisted synchronous reluctance motors for class IV electric vehicles. *Proceedings of IEEE Int. Electrical Machines and Drives Conf.* (IEMDC 2017), Miami, pp. 1-7, USA, May 2017. doi: 10.1109/iemdc.2017.8002173.

12. Calvo E., Potoradi D. Synchronous reluctance motors with and without permanent magnets for high performance low cost electrical drives. *Proceedings of 5th International Electric Drives Production Conference* (EDPC 2015), pp. 1-7, Nuremberg, Germany, 15-16 September 2015. doi: 10.1109/edpc.2015.7323220.

13. ChenYang NdFeB Magnets. Price List of Standard Block Magnets. Available at: <http://www.ndfebagnets.de/CY-PriceList-NdFeB-Block.pdf> (accessed 05 July 2019).

14. IBSMagnet. Hard ferrite magnets. Available at: <https://ibsmagnet.com/products/dauermagnete/hartferrit.php> (accessed 05 July 2019).

15. Lee W., Kim J.H., Choi W., Sarlioglu B. Torque Ripple Minimization Control Technique of High-Speed Single-Phase Brushless DC Motor for Electric Turbocharger. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, vol. 67, no. 11, pp. 10357-10365. doi: 10.1109/tvt.2018.2866779.

REFERENCES

1. Bentouati S., Zhu Z., Howe D. Permanent magnet brushless DC motors for consumer products. *Proceedings of the 9th International Conference on Electrical Machines and Drives* (Conf. Publ. No. 468), pp. 118-122, Canterbury, UK, 1-3 September 1999.

2. Jeong K., Ahn J. Design and characteristics analysis of a novel single-phase hybrid SRM for blender application. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, 2018, vol. 13, no. 5, pp. 1996-2003. doi: 10.5370/JEET.2018.13.5.1996.

3. Torok V., Loreth K. The world's simplest motor for variable speed control? The Cyrano motor, a PM-biased SR-motor of high torque density. *Proceedings of the 1993 5th European Conference on Power Electronics and Applications*, Brighton, UK, 13-16 Sept. 1993.

4. Deodhar R.P., Andersson S., Boldea I., Miller T.J.E. The flux-reversal machine: a new brushless doubly-salient permanent-magnet machine. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1997, vol. 33, no. 4, pp. 925-934. doi: 10.1109/28.605734.

5. Dmitrievskii V.A., Prakht V.A. *Odnofaznaia elektricheskaya mashina* [Single-phase electrical machine]. Patent Russian Federation, no. 2524144, 2014. (Rus).

6. Dmitrievskii V., Prakht V., Pozdeev A., Klimarev V., Mikhailitsyn A. Angular grinder with new flux reversal motor. *Proceedings of the 18th International Conference on Electrical Machines and Systems* (ICEMS), pp. 1366-1371, Pattaya, Thailand, 25-28 October 2015.

7. Dmitrievskii V.A., Prakht V.A. Mathematical simulation of a high-speed single-phase machine with alternating current direction. *Russian Electrical Engineering*, 2016, vol. 87, no. 6, pp. 327-332. doi: 10.3103/s1068371216060043.

8. Dmitrievskii V., Prakht V., Kazakbaev V., Sarapulov S. Steady-state model of a single-phase flux reversal motor. *Proceedings of 58th International Scientific Conference on Power and Electrical Engineering of Riga Technical University* (RTUCON 2017), pp. 1-5, Riga, Latvia, 12-13 October 2017.

9. Dmitrievskii V., Prakht V., Kazakbaev V., Sarapulov S. Optimal design of a high-speed single-phase flux reversal motor for vacuum cleaners. *Energies*, 2018, vol. 11, no. 12, p. 3334. doi: 10.3390/en1123334.

10. Goss J., Popescu M., Staton D. A comparison of an interior permanent magnet and copper rotor induction motor in a hybrid electrical vehicle application. *Electric Machines & Drives Conference* (IEMDC), 2013 IEEE International, pp. 220-225, Chicago, IL, USA, 12-15 May 2013. doi: 10.1109/iemdc.2013.6556256.

11. Rahman T., Mohammadi M.H., Humphries K., Lowther D.A. Comparison of fractional-slot concentrated winding and PM-assisted synchronous reluctance motors for class IV electric

vehicles. *Proceedings of IEEE Int. Electrical Machines and Drives Conf.* (IEMDC 2017), Miami, pp. 1-7, USA, May 2017. doi: 10.1109/iemdc.2017.8002173.

12. Calvo E., Potoradi D. Synchronous reluctance motors with and without permanent magnets for high performance low cost electrical drives. *Proceedings of 5th International Electric Drives Production Conference* (EDPC 2015), pp. 1-7, Nuremberg, Germany, 15-16 September 2015. doi: 10.1109/edpc.2015.7323220.

13. ChenYang NdFeB Magnets. Price List of Standard Block Magnets. Available at: <http://www.ndfebagnets.de/CY-PriceList-NdFeB-Block.pdf> (accessed 05 July 2019).

14. IBSMagnet. Hard ferrite magnets. Available at: <https://ibsmagnet.com/products/dauermagnete/hartferrit.php> (accessed 05 July 2019).

15. Lee W., Kim J.H., Choi W., Sarlioglu B. Torque Ripple Minimization Control Technique of High-Speed Single-Phase Brushless DC Motor for Electric Turbocharger. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2018, vol. 67, no. 11, pp. 10357-10365. doi: 10.1109/tvt.2018.2866779.

Поступила (received) 24.09.2019

Практ Владимир Алексеевич¹, к.т.н.,
 Дмитриевский Владимир Алексеевич¹, к.т.н.,
 Казакбаев Вадим Маратович¹, к.т.н.,
 Ошурбеков Сафарбек Хосабекович¹,
¹ Уральский федеральный университет,
 620002, Российская Федерация, Екатеринбург,
 ул. Мира, 19,
 e-mail: va.prakht@urfu.ru, vladimir.dmitrievsky@urfu.ru,
 vadim.kazakbaev@urfu.ru, s.oshurbekov@mail.ru

V.A. Prakht¹, V.A. Dmitrievskii¹, V.M. Kazakbaev¹,
 S.Kh. Oshurbekov¹

¹ Ural Federal University,

19, Mira Str., Ekaterinburg, 620002, Russia.

Comparative analysis of two high-speed single-phase electrical machines with permanent magnets on the stator.

Purpose. Single-phase machines with permanent magnets on the rotor are widely used in a variety of applications of a low rated power. When these machines are applied in high-speed applications, a retaining ring on the rotor core must be often used. However, it makes the assembly more complex and the high-speed machines become more expensive. On the other hand, machines with magnets on the stator still can be a valuable alternative due to their simple and reliable rotor design. In this paper the comparative study of performances of two single-phase electrical machines with magnets on the stator (flux reversal electrical machine and hybrid switched reluctance machine) is presented. The following performances have been compared: efficiency, weight, active materials cost, value of rated current of switches of the frequency converter. **Methodology.** Calculation of electrical machines performances using solving two-dimension boundary magnetostatics problems. **Results.** The theoretical comparison of the flux reversal electrical machine and the hybrid switched reluctance machine has been carried out; the comparison on specific torque and efficiency of the two aforementioned machines have been obtained. The flux reversal machine has a significantly higher efficiency and a fewer weight. In addition, it has a lower value of rated current. On the contrary, the cost of active materials of the hybrid switched reluctance one is much less. **Originality.** The presented results can assist in selecting the best design alternative of electrical machines in the following applications: electrical blowers, household appliances, fans, pumps and compressors of a low rated power etc. **Practical value.** The comparisons results of the flux reversal electrical machine and the hybrid switched reluctance machine has been obtained for the first time. References 15, tables 2, figures 13.

Key words: high speed machines, hybrid switched reluctance machine, flux reversal electrical machine, permanent magnet machine, single-phase electrical machine, special electrical machine.

B.I. Kuznetsov, T.B. Nikitina, I.V. Bovdvi, S.V. Petrov, V.V. Kolomiets, B.B. Kobilyanskiy

ACTIVE SHIELDING OF MAGNETIC FIELD WITH CIRCULAR SPACE-TIME CHARACTERISTIC

Aim. The synthesis of two degree of freedom robust two circuit system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements for reducing the magnetic flux density to the sanitary standards level and to reducing the sensitivity of the system to plant parameters uncertainty. Methodology. The synthesis is based on the multi-criteria game decision, in which the payoff vector is calculated on the basis of the Maxwell equations quasi-stationary approximation solutions. The game decision is based on the stochastic particles multiswarm optimization algorithms. The initial parameters for the synthesis by system of active shielding are the location of the overhead power lines with respect to the shielding space, geometry and number of shielding coils, operating currents, as well as the size of the shielding space and magnetic flux density normative value, which should be achieved as a result of shielding. The objective of the synthesis is to determine their number, configuration, spatial arrangement and shielding coils currents, setting algorithm of the control systems as well as the resulting of the magnetic flux density value at the shielding space. Results. Computer simulation and field experimental research results of two degree of freedom robust two circuit system of active shielding of magnetic field, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements are given. The possibility of initial magnetic flux density level reducing and system sensitivity reducing to the plant parameters uncertainty is shown. Originality. For the first time the synthesis, theoretical and experimental research of two degree of freedom robust two-circuit system of active shielding of magnetic field generated by single-circuit overhead power line with phase conductors triangular arrangements carried out. Practical value. Practical recommendations from the point of view of the practical implementation on reasonable choice of the spatial arrangement of two shielding coils of robust two-circuit system of active shielding of the magnetic field with circular space-time characteristic generated by single-circuit overhead power line with phase conductors triangular arrangements are given. References 32, figures 17.

Key words: overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements, magnetic field, system of active shielding, Computer simulation, field experimental research.

Цель. Синтез комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля с круговой пространственно-временной характеристикой, генерируемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов для снижения индукции магнитного поля до уровня санитарных норм и для снижения чувствительности системы к неопределенности параметров объекта управления. Методология. Синтез основан на решении многокритериальной стохастической игры, в которой векторный выигрыш вычисляется на основании решений уравнений Максвелла в квазистационарном приближении. Решение игры находится на основе алгоритмов стохастической мультиагентной оптимизации мультироем частиц. Исходными параметрами для синтеза системы активного экранирования являются расположение высоковольтной линии электропередачи по отношению к экранируемому пространству, геометрические размеры, количество проводов и рабочие токи линии электропередачи, а также размеры экранируемого пространства и нормативное значение индукции магнитного поля, которое должно быть достигнуто в результате экранирования. Задачей синтеза является определение количества, конфигурации, пространственного расположения и токов экранирующих обмоток, алгоритма работы системы управления, а также результирующего значения индукции магнитного поля в экранируемом пространстве. Результаты. Приводятся результаты теоретических и полевых экспериментальных исследований комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. Показана возможность снижения уровня индукции исходного магнитного поля внутри экранируемого пространства и снижения чувствительности системы к неопределенностям параметров объекта управления. Оригинальность. Впервые проведен синтез, теоретические и экспериментальные исследования комбинированной робастной двухконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. Практическая ценность. Приводятся практические рекомендации по обоснованному выбору с точки зрения практической реализации пространственного расположения двух экранирующих обмоток двухконтурной робастной системы активного экранирования магнитного поля с круговой пространственно-временной характеристикой, создаваемого одноконтурной воздушной линией электропередачи с треугольным подвесом проводов. Библ. 32, рис. 17.

Ключевые слова: воздушная линия электропередачи, подвес проводов типа «треугольник», магнитное поле, система активного экранирования, компьютерное моделирование, полевые экспериментальные исследования.

Introduction. Overhead power lines (OPL) are one of the most dangerous for people sources of technogenic power frequency (PF) of 50-60 Hz magnetic field (MF) [1, 2]. World Health Organization experts have identified the carcinogenic properties of the power frequency MF. Therefore, in the world over the past 15 years, sanitary standards are constantly tightening at the maximum permissible level of MF induction of 50-60 Hz. And

intensive research is being conducted on the development of methods for MF normalization [3-5].

Active contour shielding of PF MF generated by OPL [3, 4] is the most acceptable and economically feasible for ensuring the sanitary norms of Ukraine in the PF MF [1, 2]. The methods of synthesis of systems of active shielding (SAS) for MF, generate by OPL, developed in [6-11]. The initial data for the synthesis of

the system are the parameters of the transmission lines (working currents, geometry and number of wires, location of the transmission lines relative to the protected space) and the dimensions of the shielding space and magnetic flux density sanitary standards level, which should be achieved as a result of screening [12-22]. In the process of synthesis, it is necessary to determine the parameters of the shielding coils (SC) (their number, configuration, and spatial arrangement), currents and the resulting magnetic flux density level. To shielding factor improvement two degree of freedom SAS are used in which simultaneously used feed back regulator for closed loop control and feed forward regulator for open loop control [23-27].

Single-circuit OPL with horizontal and vertical bus arrangement, double-circuit OPL such as «barrel», «tree» and «inverted tree» [28], and groups of OPL generates a MF with a weak polarization. The space-time characteristics (STC) of such MF is a very elongated ellipse whose ellipse coefficient (ratio of the smaller axis to the larger axis) is seeks to zero. Single SC of single-circuit OPL generates MF, whose STC is a straight line. With such a single-circuit SAS with single SC, the major axis of the STS ellipse of the initial MF is compensated, so that the STS of the total MP with SAS is on is significantly smaller than the STS of the initial MF, which determines the high shielding factor of such single-circuit SAS. That is why using single-circuit SAS containing single SC can effectively shielded by MF with a small polarization. Exactly for such power lines, single-circuit SAS with single SC is most widely used in world practice [3].

However the single-circuit OPL with phase conductor's triangular arrangements generated most polarized MF. The STC of such MF is practically a circle. Therefore, for effective shielding of such MF it is necessary to have two SC at least [12]. Note that the vast majority of single-circuit OPL in Ukraine has just such phase conductors triangular arrangements.

As an example consider shielding of MF with circular STC generated by 110 kV OPL with phase conductors triangular arrangements in a single-story building located at a distance of 10 m from OPL. In Fig. 1 are shown location OPL, shielding space and shielding coils. The SAS contains two square shapes SC the spatial arrangement of which determine intuitively without SAS synthesis. In Fig. 1 also are shown this both SC. SC upper parts are coordinates (4.0, 4.0) and (8.0, 4.0). SC lower parts are coordinates (4.0, 0.0) and (8.0, 0.0). Figure 2 shows the picture of such shielding coils, the spatial arrangement of which was chosen without system synthesis. SC upper parts of both SC located at heights of 4.0 m from the ground, and the SC lower parts located at ground level.

It was assumed that, since both SC are orthogonal to each other and so such SC generate MF with STC, which also orthogonal to each other. Using such both SC you can get a high factor. However, with such SC spatial arrangement it is not possible to obtain high shielding factor. For shielding such MF with high shielding factor it is need to synthesize SAS.

The goal of this work is the synthesis of two degree of freedom robust two circuit system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements for reducing the magnetic flux density to the sanitary standards level and to reducing the sensitivity of the system to plant parameters uncertainty.

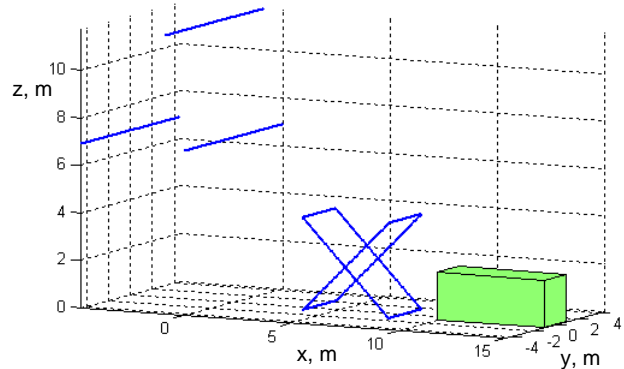


Fig. 1. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, both shielding coils and shielding space



Fig. 2. Picture of the both shielding coil, the spatial arrangement of which were chosen without system synthesis

Problem statement. Two degree of freedom robust SAS synthesizing problem reduced [29] to the determination of such SC spatial arrangement and geometric sizes, as well as parameters of the regulator vector X and uncertainty parameters vector δ , which the maximum value of the magnetic flux density at points P_j of the shielding space P assumes a minimum value for the vector X but the maximum value for the vector δ . This technique corresponds to the standard worst-case robust systems synthesis approach [27, 29], when uncertainty parameters vector δ lead to the greatest deterioration in initial MF shielding created by OPL.

Parameters of the regulator vector of two degree of freedom robust SAS includes the parameters of the feed forward regulator in form amplitude and the phase vectors of the open loop control and the parameters of the feed back regulator in form gain vectors of the closed loop control.

This two degree of freedom robust SAS synthesizing problem formulated in multi-criteria game form [30-32] with vector payoff

$$B(X, \delta) = [B(X, \delta, P_1), B(X, \delta, P_2), \dots, B(X, \delta, P_m)]^T. \quad (1)$$

Components $B(X, \delta, P_i)$ are magnetic flux density in shielding space m points P_i . These components are nonlinear functions of the vectors X and δ calculated on basis of Maxwell equations quasi-stationary approximation solutions [5].

First player is vector X and its strategy vector payoff minimization. Second player is vector δ and this strategy is same vector payoff maximization [27, 29].

To find multi-criterion game solution from Pareto-optimal set solutions taking into account binary preference relations [30] used particle multi swarm optimization (PSO) algorithm [31], in which swarms number equal number of vector payoff components.

Computer simulation results. Consider the result of robust SAS synthesis of MF with circular space-time characteristic created by 110 kV OPL with phase conductors triangular arrangements in a single-story building located at a distance of 10 m from OPL. In Fig. 3 are shown location OPL, shielding coils and shielding space in which magnetic flux density level must mitigated to the Ukraine sanitary norms level.

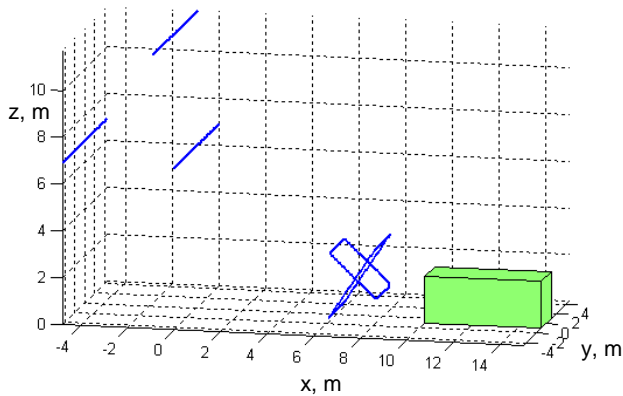


Fig. 3. The location of 110 kV overhead power line with phase conductors triangular arrangements, shielding coils and shielding space

For SAS synthesis in addition OPL geometric dimensions and shielding space the OPL bus currents values are necessary. Field experimental research of magnetic flux density level both in shielding space and near OPL carried out. In Fig. 4 are shown the isolines of the initial magnetic flux density generated by OPL with phase conductors triangular arrangements and with current of 250 A. The initial induction of the MF in shielding space is 0.8 μ T, which is 1.6 times higher than the sanitary norms.

Based on the obtained experimental data, the problem of OPL phase conductor's current identification solved. MF SAS synthesis results are two square shapes SC spatial arrangement.

In Fig. 3 also are shown this both SC. SC upper parts are coordinates (3.0416, 3.4965) and (7.1943, 3.6818). SC lower parts are coordinates (6.3707, 0.6637) and (2.8478, 2.4522).

So this both SC spatial arrangement obtained MF SAS synthesis results different from SC spatial arrangement obtained intuitively which shows in Fig. 1.

In Fig. 5 are shown the isolines of the resultant magnetic flux density with SAS is on.

As can be seen from this Fig. 5, minimum magnetic flux density value in the shielding space is 0.2 μ T. Initial magnetic flux density value generated by OPL in the shielding space is 0.75 μ T. Therefore, the SAS shielding factor maximum is more than 3.75 when the active shielding system is on, as can be seen from Fig. 3, magnetic flux density level in all shielding space does not exceed 0.3 μ T.

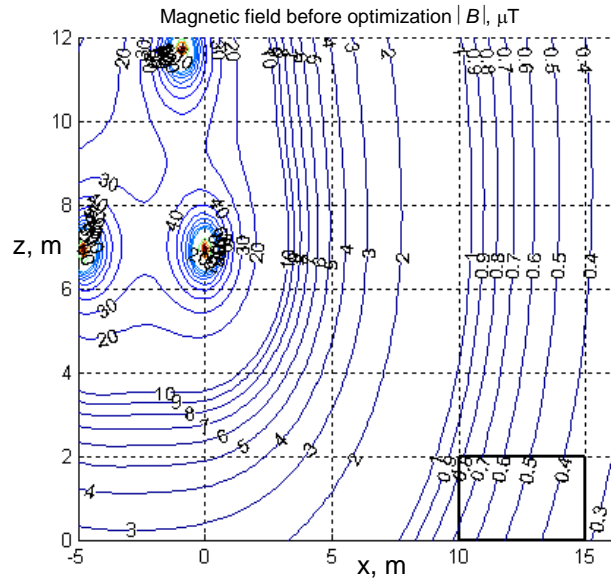


Fig. 4. Isolines of initial magnetic flux density generated by overhead power lines with phase conductors triangular arrangements

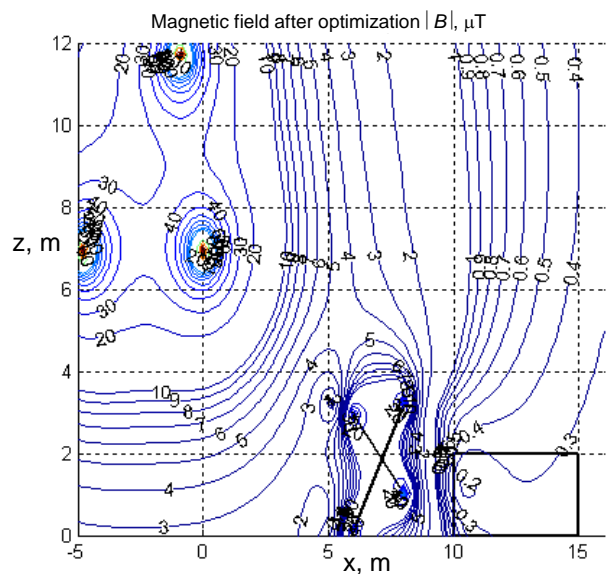


Fig. 5. Isolines of the resultant magnetic flux density with the system of active shielding is on

In Fig. 6 are shown the MF STC, generated by OPL (1); both SC (2) and total MF with SAS is on (3).

The STC of initial MF generated by OPL with phase conductors triangular arrangements close to the circle. STC of MF generated by both SC is also close to the circle of the STC of initial MF, which ensures high shielding factor.

However, STC of MF generated separately by only single first SC or only single second SC are straight lines. In Fig. 7 are shown comparison between MF STC

generated separately by only single first SC (1) and only single second SC (2).

Naturally, the STC of the resulting MF generated by OPL and only single SC is an ellipse, which will be shielded by another SC. In Fig. 8 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single first SC and the resulting MF when only single first SC is used.

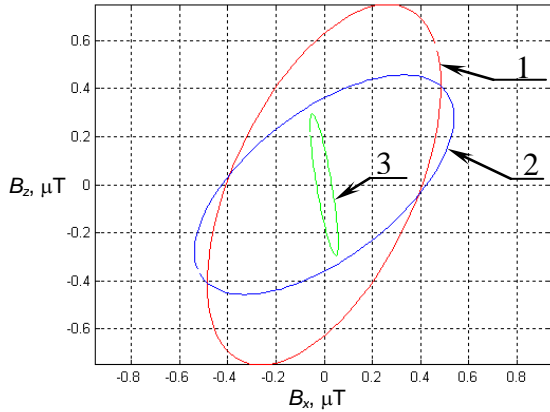


Fig. 6. Comparison of space-time characteristics of magnetic flux density between with and without system of active shielding and shielding coils

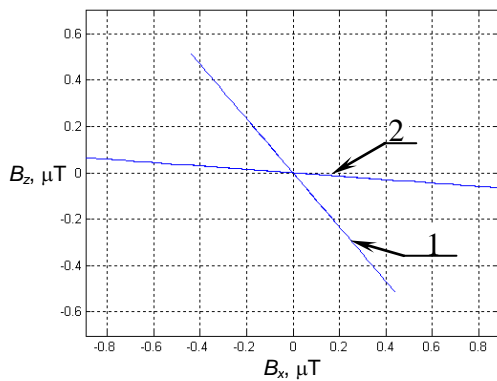


Fig. 7. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density generated separately by only single first (1) and by only single second (2) shielding coils

As can be seen from Fig. 8, the STC of the resulting MF is a strongly elongated ellipse, the semi-major axis of which is almost two times larger than the STC of the initial MF, and therefore, due to only single first SC work, initial MF is almost twice re compensated. However, then after second SC switching resulting MF STC becomes significantly less than the STC of initial MF, which ensures high shielding factor. Note that the STC of the resulting MF, left after the operation of only single first SC, practically parallel with the STC generated by the MF using only single second SC.

In Fig. 9 are shown the STC of the initial MF generated by OPL, shielding MF generated by only single second SC and the resulting MF when only single second SC is used.

Experimental research. Consider the experimental research of SAS model with two SC. Figure 10 shows picture of such two SC spatial arrangement. SC upper parts of SC located at heights of 3.5 m and 3.7 m from the ground, and the SC lower parts located at heights of 0.66 m and 2.5 m from the ground.

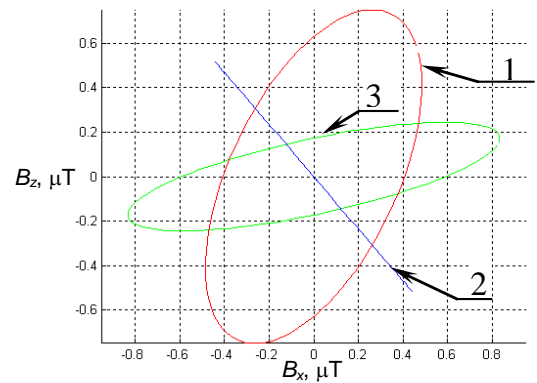


Fig. 8. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single first shielding coil and only single first shielding coil

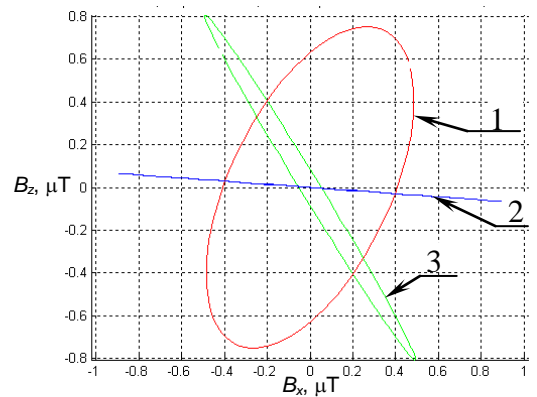


Fig. 9. Comparison between space-time characteristics of magnetic flux density without and with system of active shielding with only single second shielding coil and only single second shielding coil



Fig. 10. Picture of both shielding coil spatial arrangement of system of active shielding model

An important issue when setting up the two degree of freedom robust SAS is determining of spatial arrangement location points and spatial orientation of the MF sensors. For implementing of two degree of freedom robust SAS, two MF sensors must be placed in shielding space point with coordinates (10.6, 1.25), at which the calculated magnetic flux density value takes a minimum value. The MF both sensors axis must be parallel to the appropriate both SC MF STC lines. With this spatial orientation, both MF sensors measure the total MF generated by power lines and appropriate only single first

SC and only single second SC. In Fig. 11 are shown both MF sensors spatial arrangement in shielding space point for closed loop control by two degree of freedom robust SAS model.



Fig. 11. Picture of both magnetic field sensors spatial arrangement in shielding space point for closed loop control by system of active shielding model

For implementing of feed forward regulator for open loop control by two degree of freedom robust SAS, only single MF sensors must be placed outside shielding space point. In Fig. 12 is shown picture of such MF sensor spatial arrangement outside the shielding space for open loop control by SAS model.



Fig. 12. Picture of magnetic field sensor spatial arrangement outside the shielding space for open loop control by system of active shielding model

Both SC of the SAS model are square shape, contains 20 winds and powered by amplifiers TDA7294. The SAS contains an external magnetic flux density controller and an internal current controller. An inductive sensor used as an magnetic flux density sensor, and the magnetic flux density measurement is performed by magnetometer type EMF-828 of the firm LUTRON. In Fig. 13 are shown picture of system of active shielding model. SAS powered by autonomous generator. In Fig. 14 is shown picture of such autonomous generator.

In Fig. 15 are shown experimental isolines of the resultant magnetic flux density with SAS with only single first SC is on. In Fig. 16 are shown experimental isolines of the resultant magnetic flux density with SAS with only single second SC is on. Note that in spite of that MF STC with only the first and only the second SC is on are very different, as are shown in Fig. 8 and Fig. 9. But experimental isolines of the resultant magnetic flux density with only first and only second SC are very different, as are shown in Fig. 15 and Fig. 16 differ slightly.



Fig. 13. Picture of system of active shielding model



Fig. 14. Picture of autonomous generator powered by system of active shielding model

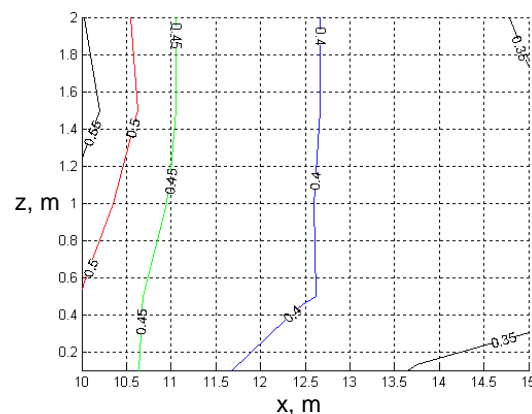


Fig. 15 Experimental isolines of the resultant magnetic flux density with SAS with only single first shielding coil is on

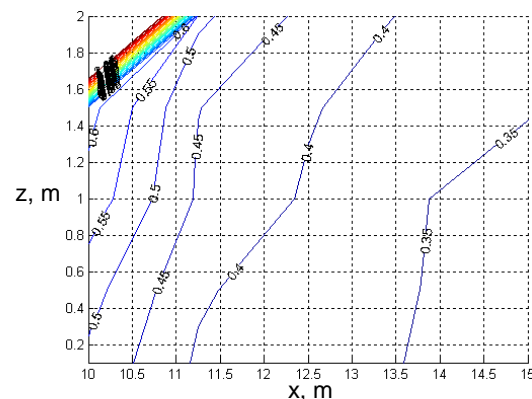


Fig. 16. Experimental isolines of the resultant magnetic flux density with SAS with only single second shielding coil is on

In Fig. 17 are shown comparison between magnetic flux density measurements and simulations with and without

SAS. Comparison between experimental and calculated results of magnetic flux density values in shielding zone shows that their spread does not exceed 20 %. The experimental shielding factor of SAS is also more than 2.5 units.

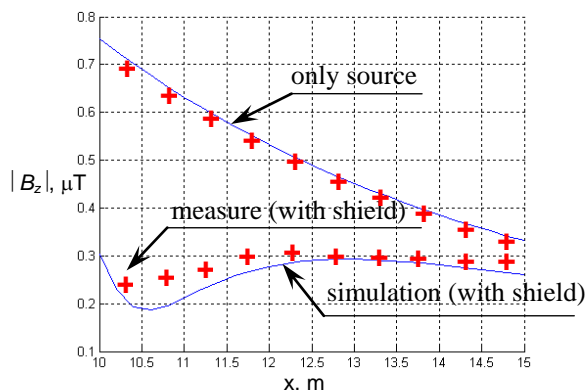


Fig. 17. Comparison of magnetic flux density between measurements and simulations with and without system of active shielding

Actually, the single-circuit 110 kV OPL with phase conductors triangular arrangements current are 200-500 A. SAS synthesis, computer simulation and field experimental given for OPL 250 A current. At this OPL current magnetic flux density level in all shielding space does not exceed 0.3 μT . Therefore such SAS provides Ukraine sanitary standards level 0.5 μT for OPL current up to 416 A. At this OPL current initial magnetic flux density level in shielding space is 1.25 μT , which is 2.5 times higher than Ukraine sanitary norms.

Conclusions.

1. For the first time the synthesis and field experimental research of two degree of freedom robust two-circuit system of active shielding of magnetic field with circular space-time characteristic, generated by overhead power lines with «triangle» type of phase conductors arrangements for reducing the initial magnetic flux density up to the sanitary standards level and reducing the sensitivity of the system to plant parameters uncertainty are given.

2. The synthesis is based on multi-criteria stochastic game decision, which is based on multiswarm stochastic multi-agent optimization from Pareto-optimal solutions. As a result the spatial position of two shielding coils and the parameters of the regulator are determined.

3. System reduce the the magnetic flux density in shielding space more than 2.5 times and has less to 20 % sensitivity to plant parameters uncertainty in comparison with the known systems.

4. Based on field experimental research of two degree of freedom robust two-circuit system of active shielding are shown that experimental and calculated magnetic flux density values in the shielding space spread does not exceed 20 %.

REFERENCES

1. Rozov V., Grinchenko V. Simulation and analysis of power frequency electromagnetic field in buildings closed to overhead lines. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*. Kyiv, Ukraine, pp. 500-503. doi: 10.1109/UKRCON.2017.8100538.

2. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Yerisov A.V., Dobrodeyev P.N. Efficient shielding of three-phase cable line magnetic field by passive loop under limited thermal effect on power cables. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.6, pp. 50-54. doi: 10.20998/2074-272X.2019.6.07.

3. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). Available at: <http://www.emfservices.com/afcs.html> (accessed 10 September 2012).

4. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pelevin D.Ye., Pylugina O.Yu. The magnetic field of transmission lines and the methods of its mitigation to a safe level. *Technical Electrodynamics*, 2013, no. 2, pp. 3-9. (Rus).

5. Rozov V.Yu., Reutsky S.Yu., Pylugina O.Yu. The method of calculation of the magnetic field of three-phase power lines. *Technical electrodynamic*, 2014, no.5, pp. 11-13. (Rus).

6. Salceanu A., Paulet M., Alistar B.D., Asimicesei O. Upon the contribution of image currents on the magnetic fields generated by overhead power lines. *2019 International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*. 2019. doi: 10.1109/sielmen.2019.8905880.

7. Bravo-Rodríguez J., Del-Pino-López J., Cruz-Romero P. A Survey on Optimization Techniques Applied to Magnetic Field Mitigation in Power Systems. *Energies*, 2019, vol.12, no.7, p. 1332. doi: 10.3390/en12071332.

8. Canova A., Giaccone L., Cirimele V. Active and passive shield for aerial power lines. *25th International Conference on Electricity Distribution Madrid*, 3-6 June 2019. Paper no. 1096, pp. 1-5.

9. Chorna O., Chorny O., Tytiuk V. Identification of changes in the parameters of induction motors during monitoring by measuring the induction of a magnetic field on the stator surface. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Kremenchuk, 2019. doi: 10.1109/MEES.2019.8896554.

10. Chystiakov P., Chorny O., Zhautikov B., Sivyakova G. Remote control of electromechanical systems based on computer simulators. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*. Nov. 2017. doi: 10.1109/mees.2017.8248934.

11. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line. *HAIT Journal of Science and Engineering. Series B: Applied Sciences and Engineering*, Vol. 2, Issues 1-2, pp. 254-265.

12. Korol S., Buryan S., Pushkar M., Ostroverkhov M. Investigation the maximal values of flux and stator current of autonomous induction generator. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: 10.1109/ukrcon.2017.8100302.

13. Ostroverkhov M., Buryk M. Control of permanent magnet synchronous motor under conditions of parametric uncertainty. *2019 IEEE International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Sep. 2019. doi: 10.1109/mees.2019.8896635.

14. Ostroverkhov M., Pyzhov V., Korol S. Control of the electric drive under conditions of parametric uncertainty and coordinates' interrelation. *2017 International Conference on Modern Electrical and Energy Systems (MEES)*, Nov 2017. doi: 10.1109/mees.2017.8248953.

15. Panchenko V.V., Maslii A.S., Pomazan D.P., Buriakovskiy S.G. Determination of pulsation factors of the system of suppression of interfering harmonics of a semiconductor converter. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 24-28. doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.04.

16. Buriakovskiy S.G., Maslii A.S., Panchenko V.V., Pomazan D.P., Denis I.V. The research of the operation modes of the diesel locomotive CHME3 on the imitation model. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.2, pp. 59-62. doi: 10.20998/2074-272X.2018.2.10.

17. Buriakovskiy S., Maslii A., Maslii A. Determining parameters of electric drive of a sleeper-type turnout based on electromagnet and linear inductor electric motor. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2016, vol.4, no.1(82), pp. 32-41. (Rus). doi: **10.15587/1729-4061.2016.75860**.
18. Shchur I., Klymko V. Comparison of different types of electromechanical systems for creating of counter-rotating VAWT. *2017 IEEE First Ukraine Conf. on Electrical and Computer Engineering (UKRCON-2017)*, pp. 373-378. doi: **10.1109/ukrcon.2017.8100513**.
19. Shchur I. Impact of nonsinusoidalness on efficiency of alternative electricity generation systems. *2010 International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation*, Lagow, 2010, pp. 218-223. doi: **10.1109/isncc.2010.5524483**.
20. Zagirnyak M., Bisikalo O., Chorna O., Chorny O. A model of the assessment of an induction motor condition and operation life, based on the measurement of the external magnetic field. *2018 IEEE 3rd International Conference on Intelligent Energy and Power Systems (IEPS)*. 2018. pp. 316-321. doi: **10.1109/ieps.2018.8559564**.
21. Zagirnyak M., Chorny O., Nykyforov V., Sakun O., Panchenko K. Experimental research of electromechanical and biological systems compatibility. *Przegląd Elektrotechniczny*, 2016, vol.1, no.1, pp. 130-133. doi: **10.15199/48.2016.01.31**.
22. Zagirnyak M., Serhienko S., Chorny O. Innovative technologies in laboratory workshop for students of technical specialties. *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: **10.1109/ukrcon.2017.8100446**.
23. Sushchenko O.A., Tunik A.A. Robust optimization of the inertially stabilized platforms. *2012 2nd International Conference «Methods and Systems of Navigation and Motion Control» (MSNMC)*, Kiev, 2012, pp. 101-105. doi: **10.1109/msnmc.2012.6475102**.
24. Sushchenko O.A. Robust control of angular motion of platform with payload based on H_∞ -synthesis. *Journal of Automation and Information Sciences*, 2016, vol. 48, no. 12, pp. 13-26. doi: **10.1615/jautomatinfscien.v48.i12.20**.
25. Sushchenko O.A. Robust control of platforms with instrumentation. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 518-521. doi: **10.1109/ukrcon.2019.8879969**.
26. Zhiteckii L.S., Azarskov V.N., Solovchuk K.Y., Sushchenko O.A. Discrete-time robust steady-state control of nonlinear multivariable systems: a unified approach. *IFAC Proceedings Volumes*, 2014, vol. 47, no. 3, pp. 8140-8145. doi: **10.3182/20140824-6-za-1003.01985**.
27. Zhiteckii L.S., Solovchuk K.Y. Robust adaptive pseudoinverse model-based control of an uncertain SIMO memoryless system with bounded disturbances. *2019 IEEE 2nd Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, Lviv, Ukraine, 2019, pp. 621-627. doi: **10.1109/ukrcon.2019.8879824**.
28. *Electrical installation regulations. 5th ed.* The Ministry of Energy and Coal Mining of Ukraine, 2014. 277 p. (Ukr).
29. Ren Z., Pham M.-T., Koh C.S. Robust Global Optimization of Electromagnetic Devices With Uncertain Design Parameters: Comparison of the Worst Case Optimization Methods and Multiobjective Optimization Approach Using Gradient Index. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, vol.49, no.2, pp. 851-859. doi: **10.1109/tmag.2012.2212713**.
30. Galchenko V.Y., Yakimov A.N. A turmitobionic method for the solution of magnetic defectometry problems in structural-parametric optimization formulation. *Russian Journal of Nondestructive Testing*, 2014, vol.50, no.2, pp. 59-71. doi: **10.1134/s106183091402003x**.
31. Gal'chenko V.Y., Yakimov A.N., Ostapushchenko D.L. Pareto-optimal parametric synthesis of axisymmetric magnetic systems with allowance for nonlinear properties of the ferromagnet. *Technical Physics*, 2012, vol.57, no.7, pp. 893-899. doi: **10.1134/s1063784212070110**.
32. Ummels M. *Stochastic Multiplayer Games Theory and Algorithms*. Amsterdam University Press, 2010. 174 p.

Received 23.12.2019

B.I. Kuznetsov¹, Doctor of Technical Science, Professor,
T.B. Nikitina², Doctor of Technical Science, Professor,
I.V. Bovdii¹, Candidate of Technical Science,
S.V. Petrov¹,

V.V. Kolomiets², Candidate of Technical Sciences,
B.B. Kobilyanskiy², Candidate of Technical Sciences,

¹ State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine»,

19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine,
phone +380 50 5766900,

e-mail: kuznetsov.boris.i@gmail.com

² Kharkov National Automobile and Highway University,
25, Yaroslava Mudroho Str., Kharkov, 61002, Ukraine,
e-mail: tatjana55555@gmail.com

М.И. Баранов, С.В. Рудаков

РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УСРЕДНЕННОГО ЧИСЛА КВАНТОВАННЫХ ПРОДОЛЬНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ В ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ АКСИАЛЬНЫМ ТОКОМ

Представлені результати теоретичних і експериментальних досліджень, які пов'язані з визначенням усередненого числа n_{0m} квантованих подовжніх електронних півхвиль де Бройля в металевому провіднику з імпульсним аксіальним струмом провідності великої щільності. Отримані результати вказують на квантово-хвильовий характер протікання імпульсного струму провідності в цьому провіднику, що приводить до виникнення в його структурі квантованої подовжньої періодичної локалізації вільних електронів, що дрейфують, на ділянках шириною Δz . Дані зони локалізації електронів відрізняються підвищеною температурою нагріву. Бібл. 26, рис. 4.

Ключові слова: металевий провідник, імпульсний струм, розрахунково-експериментальне визначення усередненого числа квантованих подовжніх електронних півхвиль де Бройля і зон локалізації електронів в провіднику.

Представлены результаты теоретических и экспериментальных исследований, связанных с определением усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с импульсным аксиальным током проводимости большой плотности. Полученные результаты указывают на квантово-волновой характер протекания импульсного тока проводимости в этом проводнике, приводящий к возникновению в его структуре квантованной продольной периодической локализации дрейфующих свободных электронов на участках шириной Δz . Данные зоны локализации электронов отличаются повышенной температурой нагрева. Библ. 26, рис. 4.

Ключевые слова: металлический проводник, импульсный ток, расчетно-экспериментальное определение усредненного числа квантованных продольных электронных полувольт де Бройля и зон локализации электронов в проводнике.

Введение. Теоретическим и экспериментальным исследованием квантово-волновой природы электрического тока проводимости в металлических проводниках цилиндрической формы посвящен ряд научных публикаций в известных отечественных и зарубежных журналах и монографиях [1-11]. Результаты этих исследований носят фундаментальный характер и позволяют по-новому взглянуть на квантовомеханические процессы распространения и локализации в кристаллической структуре металла указанных проводников их дрейфующих коллективизированных свободных электронов, обладающих волновыми свойствами и характеризующихся дебройлевскими длинами λ_e своих волн [12, 13]. Как известно, для длин λ_e электронных волн, распространяющихся в металле цилиндрического проводника с током в его продольном и радиальном направлениях, выполняется фундаментальное соотношение из области волновой механики (квантовой физики), полученное в 1924 г. выдающимся французским физиком-теоретиком Луи де Бройлем и имеющее следующий классический вид [12, 13]:

$$\lambda_e = h / (m_e v_e), \quad (1)$$

где $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка; $m_e = 9,109 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона; v_e – скорость движения (дрейфа) свободных электронов в кристаллической структуре материала проводника.

Согласно [1-13] поведение свободных электронов в металлическом проводнике цилиндрической формы описывается соответствующими волновыми ψ -функциями Шредингера (впервые они были предложены и получены в аналитическом виде вначале для связанных электронов водородоподобных атомов при решении соответствующего волнового уравнения (в историю современной физики оно вошло как уравнение Шредингера) выдающимся австрийским физиком-теоретиком Эрвином Шредингером в 1926 г. [14]), изменяющимися в пространстве и времени по гармоническому закону и квадрат модуля которых

определяет плотность вероятности их (электронов) нахождения в том или ином месте цилиндрического объема проводника. В этой связи наиболее вероятными местами пребывания дрейфующих под действием приложенного к противоположным концам проводника постоянного, переменного или импульсного электрического напряжения свободных электронов в металле проводника будут те, которые соответствуют амплитудам волновых ψ -функций Шредингера и соответственно амплитудам электронных волн длиной λ_e , пространственно-временные изменения которых происходят также по гармоническому закону. Кроме того, волновые распределения дрейфующих свободных электронов в структуре металла любого проводника подчиняются фундаментальному принципу квантовой механики – соотношению неопределенностей Гейзенберга [12, 13], сформулированному выдающимся немецким физиком-теоретиком Вернером Гейзенбергом в 1927 г. [14] и имеющему применительно к продольной z и радиальной r координатам цилиндрического проводника с током следующий канонический вид:

$$m_e \Delta v_{ez} \Delta z \geq h / 4\pi; \quad (2)$$

$$m_e \Delta v_{er} \Delta r \geq h / 4\pi, \quad (3)$$

где Δz , Δr – соответственно неопределенности продольной и радиальной координат свободных электронов, дрейфующих в структуре материала проводника; Δv_{ez} , Δv_{er} – соответственно неопределенности продольной и радиальной составляющих скорости дрейфа v_e электронов в материале проводника.

Из (2) и (3) следует, что даже для известных (численно заданных) значений скоростей Δv_{ez} и Δv_{er} дрейфующих свободных электронов их пространственное местоположение в цилиндрическом объеме материала проводника с током остается неопределенным и количественно определяемым соответственно величинами Δz и Δr . Учитывая приведенную выше

физическую (статистическую) интерпретацию волновых ψ -функций Шредингера, предложенную в 1926 г. выдающимся немецким физиком-теоретиком Максом Борном [14], середины указанных величин Δz и Δr для дрейфующих свободных электронов будут соответствовать амплитудам электронных волн длиной λ_e .

При численном значении продольной скорости v_{ez} дрейфа свободных электронов в медном проводнике (соответственно и численного значения ее неопределенности Δv_{ez}), в пределе составляющем, например, для режима короткого замыкания (КЗ) в электрической цепи (при продольной плотности δ_{ez} тока в проводнике около 1 кА/мм² [15]), примерно 37 мм/с, из (1) и (2) следует, что длина $\lambda_{ez}/2$ электронной полуволны де Бройля в данном металле проводника будет численно составлять около 9,8 мм, а величина Δz продольной локализации дрейфующих свободных электронов в проводнике – примерно 1,56 мм. Видно, что в рассматриваемом случае (в режиме КЗ) величины $\lambda_{ez}/2$ и Δz принимают макроразмеры, соизмеримые с поперечными размерами реальных проводников, используемых в электротехнике и электроэнергетике. В этой связи для данного случая волновые проявления в металле проводника дрейфующих свободных электронов, приводящие к локальному периодическому перегреву металла проводника на участках шириной Δz , могут быть физически выявлены и зарегистрированы с помощью измерительной техники (например, тепловизора или фотоаппаратуры). Что касается хаотичного (теплого) движения свободных электронов в медном проводнике без тока проводимости (до подачи на него электрического напряжения), то в этом случае их наибольшая скорость, определяемая согласно квантовой статистике Ферми-Дирака энергией Ферми W_F [12, 13], принимает численное значение, равное около $1,6 \cdot 10^6$ м/с. Подставив это значение скорости электронов в (1) и (2), находим, что для данного случая (исходного состояния «электронного облака» проводника) искомые величины $\lambda_e/2$ и Δz принимают наноразмеры, соответственно равные примерно 0,23 нм и 0,036 нм. Поэтому выявить локальные проявления в металле проводников волновых свойств хаотично перемещающихся в его межатомном пространстве свободных электронов и их влияния на макроскопические электрофизические процессы (например, на контактную разность потенциалов металлов, термоэлектричество [12] и др.), происходящие в проводниках, исследователю не представляется возможным.

Приведенные выше количественные оценки указывают на то, что в связи с относительно небольшими значениями скоростей v_e дрейфа свободных электронов в кристаллической структуре металла проводника (для электроэнергетики не более 1 м/с) их волновые свойства будут оказывать существенное влияние на процессы их пространственного распределения в металлических проводниках и соответственно на процессы джоулевого тепловыделения в их материале.

При изучении поведения дрейфующих свободных электронов в металле проводника с током проводимости в обязательном порядке необходимо учитывать и квантовую природу всех процессов, протекающих в микромире материи. Поэтому решения диффе-

ренциальных уравнений в частных производных, описывающих волновые распределения указанных электронов в проводнике, будут характеризоваться собственными целыми числами $n_0=1,2,3,\dots$, получившими в квантовой физике название квантовых чисел [12-14].

Занимаясь исследованием процессов формирования и распространения дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике следует учитывать и фундаментальный «принцип запрета», сформулированный в 1925 г. выдающимся австрийским физиком-теоретиком Вольфгангом Паули [14] и касающийся свойств связанных электронов в атоме любого вещества. Согласно «принципу запрета Паули» на электронных оболочках атома вещества может находиться только один связанный электрон, имеющий соответствующий и характерный только для него определенный количественный набор четырех квантовых чисел [12, 13]: главного квантового числа n , орбитального квантового числа l , магнитного квантового числа m_l и спинового квантового числа m_s . Поэтому связанные электроны даже в одном и том же атоме вещества отличаются друг от друга энергией, формой электронной орбитали, положением электронной орбитали в атомном пространстве и направлением своего вращения вокруг собственной оси [12, 13]. Покинув свой атом из-за процессов его ионизации, эти различные по свойствам связанные электроны становятся свободными, образуя в межатомном пространстве «электронное облако» с усредненной объемной плотностью (концентрацией) n_{em} , численно составляющей для основных проводниковых материалов (меди, алюминия и др.) значение, равное около 10^{29} м⁻³ [12].

В настоящее время в экспериментальной физике ряд обнаруженных опытным путем новых электрофизических эффектов (например, наличие продольных и радиальных микрострат в «металлической плазме» при электрическом взрыве тонких металлических проводов в газовой среде и вакууме импульсным током большой плотности [16, 17], наличие на оси сильноточного плазменного канала при высоковольтном искровом разряде в газовой среде цилиндрических зон со значительно более высокой объемной плотностью свободных электронов (в тысячу и более раз) по сравнению с его периферийными зонами [18] и др.) не нашли своего теоретического обоснования на основе законов классической физики. В этой связи дальнейшее углубление на основе закономерностей квантовой физики наших представлений о характере продольно-радиального протекания волновых процессов в металлических проводниках цилиндрической конфигурации с электрическим током проводимости различных видов (постоянного, переменного и импульсного) и амплитудно-временных параметров (АВП), применяемых в современной электротехнике, электроэнергетике и технике больших импульсных токов, является актуальной научно-технической задачей. Одним из этапов в решении данной задачи является нахождение количества квантованных дебройлевских электронных полуволн усредненной длиной $\lambda_{ezm}/2$, размещенных вдоль указанных проводников с импульсным током и определяющих в них соответствующее усредненное число зон шириной Δz , отличающихся повы-

шенной объемной плотностью оказавшихся на них согласно законам квантовой физики свободных электронов и соответственно повышенной температурой.

Целью статьи является количественное определение расчетным и экспериментальным путем усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля длиной $\lambda_{ezm}/2$ в металлическом проводнике цилиндрической формы с импульсным аксиальным током большой плотности.

1. Постановка задачи. Рассмотрим случай, когда по тонкому прямолинейному круглому сплошному цилиндрическому проводнику радиусом r_0 и длиной $l_0 \gg r_0$ протекает аксиальный импульсный ток $i_0(t)$ произвольных АВП с большой усредненной по его поперечному сечению S_0 плотностью $\delta_0(t)=i_0(t)/S_0$. Воспользуемся одноэлектронным приближением Хартри-Фока [12, 13], не учитывающим электронно-ионных взаимодействий во внутренней кристаллической структуре проводника. Принимаем, что пространственно-временные распределения по продольной координате z и времени t дрейфующих свободных электронов в материале исследуемого проводника с импульсным током $i_0(t)$ будут приближенно подчиняться соответствующему одномерному волновому уравнению Шредингера [12, 13]. Требуется на основе квантовомеханического подхода в приближенном виде осуществить расчетную оценку усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля длиной $\lambda_{ezm}/2$ в рассматриваемом металлическом проводнике цилиндрической формы с импульсным аксиальным током $i_0(t)$, а также выполнить с использованием мощного высоковольтного генератора аперiodических импульсов тока экспериментальную проверку полученных результатов расчета числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля длиной $\lambda_{ezm}/2$ в этом проводнике.

2. Расчетная оценка усредненного числа квантованных продольных дебройлевских электронных полувольт в металлическом проводнике. Начнем с того, что в [1, 4, 6-9] было впервые в области теоретической электрофизики показано, что на длине l_0 металлического проводника с током проводимости $i_0(t)$ любого вида (постоянного, переменного или импульсного) всегда уместится целое квантовое число n_0 продольных электронных полувольт де Бройля, удовлетворяющее следующему соотношению:

$$n_0 = 2l_0 / \lambda_{ez} . \quad (4)$$

Тогда из (4) для искомой величины усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля в металле проводника следует:

$$n_{0m} = 2l_0 / \lambda_{ezm} , \quad (5)$$

где λ_{ezm} – усредненная длина квантованной продольной дебройлевской электронной волны в металлической структуре проводника с током проводимости.

Из (1) находим, что для величины λ_{ezm} в первом приближении будет справедливо выражение вида:

$$\lambda_{ezm} = h / (m_e v_{em}) , \quad (6)$$

где v_{em} – усредненная скорость дрейфа свободных электронов в однородном материале проводника.

Из атомной физики известно, что величину v_{em} в общем случае можно определить по формуле [12]:

$$v_{em} = \delta_{0m} / (\sqrt{2} e_0 n_{em}) , \quad (7)$$

где $\delta_{0m}/(2)^{1/2}$ – среднеквадратичное значение плотности импульса тока $i_0(t)$ в проводнике с ее амплитудой δ_{0m} ; $e_0=1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – модуль электрического заряда электрона; n_{em} – усредненная объемная плотность дрейфующих свободных электронов в проводнике.

В результате из (5)-(7) для усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полувольт де Бройля в металлическом проводнике с импульсным аксиальным током $i_0(t)$ различных АВП имеем:

$$n_{0m} = \sqrt{2} m_e \delta_{0m} l_0 / (e_0 n_{em} h) . \quad (8)$$

Укажем, что значение усредненной объемной плотности n_{em} дрейфующих свободных электронов в металле проводника, входящее в (8), равно концентрации N_0 атомов металла, умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на валентных электронных подболочках атомов металла проводника (например, для меди, цинка и железа валентность равна двум [12, 19]). Концентрация N_0 (м^{-3}) атомов в металле проводника с его массовой плотностью d_0 ($\text{кг}/\text{м}^3$) до протекания по нему импульсного тока $i_0(t)$ определяется формулой [12]:

$$N_0 = d_0 (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1} , \quad (9)$$

где M_a – атомная масса материала проводника, входящая в периодическую систему химических элементов Д.И. Менделеева и практически равная массовому числу ядра атома металла проводника, исчисляемому в атомных единицах массы (при этом одна атомная единица массы численно равна $1,6606 \cdot 10^{-27}$ кг [13]).

В формуле (8) величины m_e , e_0 и h являются мировыми константами [12, 13], а характерные для того или иного проводника значения l_0 и δ_{0m} могут быть численно заданы или определены экспериментально.

Следует отметить то, что простое по форме записи расчетное соотношение (8) было получено достаточно строгим путем на основе известных квантовомеханических закономерностей, характерных для волнового распределения дрейфующих свободных электронов в металле проводника с током $i_0(t)$ [10].

Расчетная оценка по (8) усредненного числа n_{0m} квантованных продольных дебройлевских электронных полувольт в стальном проводе ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $N_0=8,43 \cdot 10^{28}$ м^{-3} ; $n_{em}=16,86 \cdot 10^{28}$ м^{-3} [10]), испытывающем прямое воздействие аксиального аперiodического импульса тока временной формы 9 мс/160 мс ($\delta_{0m}=0,37$ кА/мм²), показывает, что в этом случае значение n_{0m} оказывается численно равным примерно 9.

Важно заметить, что аналогичный количественный результат для значения квантового числа n_{0m} в стальном проводе ($n=4$) с током $i_0(t)$ был ранее получен на основании расчетного соотношения вида [10]:

$$n_{0m} = n_m / \ln n_m , \quad (10)$$

где $n_m=2n^2$ – максимальное значение квантового числа n_0 для волновых ψ -функций Шредингера, описывающих волновые распределения дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике.

При получении аналитического соотношения (10) было принято предположение о том, что максимальное число разновидностей свободных электронов (по их орбитальному l , магнитному m_l и спиновому m_s

квантовым числом) в металле проводника равно максимальному числу $2n^2$ связанных электронов в его атомах с одинаковым главным квантовым числом n .

3. Экспериментальная оценка усредненного числа квантованных продольных дебройлевских электронных полувольт в металлическом проводнике. Для опытной проверки полученных данных по выбору усредненного числа n_{0m} квантованных продольных дебройлевских электронных полувольт в металле проводника с импульсным аксиальным током $i_0(t)$ был использован мощный высоковольтный генератор ГИТ-С, формирующий на RL -нагрузке аperiodический импульс тока с амплитудой I_{0m} до 1 кА временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/160 мс (t_m – время, соответствующее амплитуде I_{0m} тока; τ_p – длительность импульса на уровне $0,5I_{0m}$) и полной длительностью t_0 протекания по нагрузке (проводнику) до 1000 мс (рис. 1) [20]. В качестве опытного образца металлического проводника был выбран прямолинейный круглый сплошной стальной провод ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм), снаружи имеющий тонкое цинковое покрытие толщиной $\Delta_0=5$ мкм (рис. 2). Наличие цинкового покрытия на указанном проводе было обусловлено авторским предположением, связанным с визуализацией особенностей процесса интенсивного джоулева нагрева провода на квантованных участках шириной Δz , имеющих тугоплавкое стальное основание (с температурой его плавления до 1536 °С [21]) и сравнительно легкоплавкое цинковое покрытие (с температурой его плавления до 419 °С и кипения до 907 °С [21]).

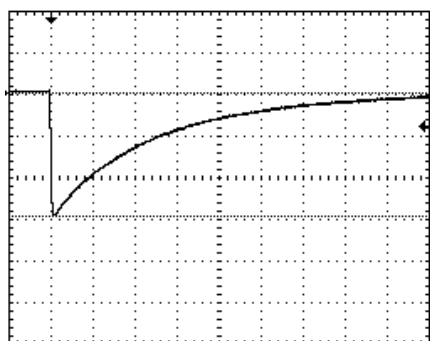


Рис. 1. Осциллограмма аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/160 мс, протекающего в разрядной цепи ГИТ-С с эквивалентом электрической нагрузки в виде плоского квадратного алюминиевого листа толщиной 2 мм и размером в плане 500 мм х 500 мм ($W_C \approx 400$ кДж; $U_C \approx -4,2$ кВ; $I_{0m} \approx -835$ А; $t_m \approx 9$ мс; $\tau_p \approx 160$ мс; $t_0 \approx 1000$ мс; масштаб по вертикали – 282 А/клетка; масштаб по горизонтали – 100 мс/клетка) [22]



Рис. 2. Общий вид круглого оцинкованного стального провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²), размещенного в воздухе над теплозащитным асбестовым полотном и жестко закрепленного в разрядной цепи генератора ГИТ-С ($W_C \approx 310$ кДж; $U_C \approx -3,7$ кВ) до протекания по нему аperiodического импульса тока большой плотности [9]

В случае джоулева нагрева указанным импульсом тока в разрядной цепи генератора типа ГИТ-С (с запасаемой электрической энергией W_C до 570 кДж и зарядным напряжением U_C его импульсных конденсаторов типа ИМ2-5-140 до ± 5 кВ) исследуемого провода до температуры порядка 1500 °С и выше вдоль провода на квантованных участках шириной Δz возможно вскипание цинкового покрытия и плавление стального основания указанного провода. При этом становится реальным визуализация периодического образования вдоль провода на участках шириной Δz всплывающих сфер, состоящих из продуктов кипения цинкового покрытия и плавления стального основания провода. Забегая несколько вперед, можно отметить, что именно подобное электрофизическое явление и наблюдали исследователи-электрофизики на рабочем столе генератора типа ГИТ-С с выбранным тонким оцинкованным стальным проводом (рис. 3).



Рис. 3. Внешний вид рабочего стола мощного высоковольтного генератора ГИТ-С и теплового состояния оцинкованного стального провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) с четырьмя «горячими» квантованными зонами шириной около $\Delta z=7$ мм и двумя «холодными» продольными участками (перешейками) шириной около 27 мм после воздействия на исследуемый провод аperiodического импульса тока $i_0(t)$ временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/160 мс большой плотности ($I_{0m} \approx -745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²; $n_{0m}=9$) [9]

На рис. 4 приведена осциллограмма импульса тока $t_m/\tau_p=9$ мс/160 мс, примененного при исследовании квантово-волновой природы тока $i_0(t)$ в проводе.

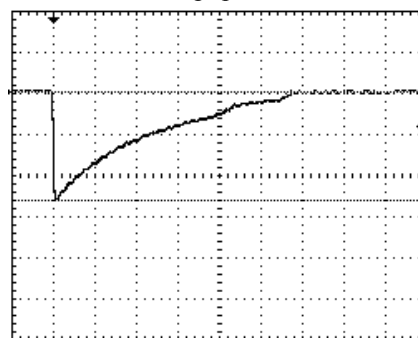


Рис. 4. Осциллограмма аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/160 мс большой плотности ($I_{0m} \approx -745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²), разрушающего оцинкованный стальной провод ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²), масштаб по вертикали – 282 А/клетка; масштаб по горизонтали – 100 мс/клетка) [22]

Согласно [1-11] продольные участки шириной Δz рассматриваемого провода принято называть относи-

тельно «горячими», а периодически расположенные между его зонами шириной Δz продольные участки (перешейки) – «холодными». При этом укажем, что в [7, 9] было показано, что температуры джоулевого нагрева этих продольных участков круглого металлического провода током проводимости $i_0(t)$ могут отличаться до 3,5 раз. Именно в этом и заключается главная опасность термического действия больших аварийных токов КЗ на кабельно-проводниковую продукцию (КПП) объектов электроэнергетики, производственных и жилых помещений. Из-за локализации дрейфующих свободных электронов в токоведущих частях КПП на их узких продольных участках шириной Δz , составляющей при КЗ не более (3-10) мм [10], может происходить их быстрый интенсивный нагрев аварийным током до температуры воспламенения изоляции КПП (до 450 °С и выше) [23]. На наш взгляд, это обстоятельство может являться главной причиной многих пожаров из-за наступления возгорания при внезапных КЗ силовой КПП не только на объектах электроэнергетики, но и в быту граждан, пользующихся электрическими сетями переменного (постоянного) тока. В этой связи не только чисто научные, но и прикладные интересы могут мотивировать ученых-электрофизиков при решении сформулированной выше квантовомеханической задачи и соответственно достижению поставленной ранее цели.

Основные схемы построения, технические характеристики и принципы работы высоковольтного генератора типа ГИТ-С были изложены в [20, 24-26]. Там же были описаны и регулярно поверяемые в государственной метрологической службе средства высокопрецизионной измерительной техники (шунты, осциллографы и др.), используемые в составе генератора ГИТ-С при опытном определении АВП протекающего по испытываемому проводу импульса тока $i_0(t)$. Из полученных с помощью указанного генератора ГИТ-С опытных результатов и данных рис. 3 следует, что при протекании вдоль биметаллического провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм) с тонким наружным цинковым покрытием ($\Delta_0=5$ мкм) и стальным основанием мощного аperiodического импульса тока отрицательной полярности ($|\delta_{0m}| \approx |I_{0m}|/S_0 \approx 0,37$ кА/мм²) наблюдается такое волновое продольное распределение дрейфующих свободных электронов в металле провода, которое потенциально приводит к периодическому возникновению вдоль провода девяти ярко светящихся «горячих» продольных зон шириной примерно $\Delta z=7$ мм, принимающих сферообразную форму. Так как середины каждой из таких «горячих» продольных зон провода соответствуют амплитуды квантованной волновой ψ -функции Шредингера ($n_0=9$) [8], то им же (середины зон шириной Δz) будут соответствовать и свои квантованные дебройлевские электронные полуволны, характеризующиеся квантовым числом $n_{0m}=9$.

Необходимо отметить, что из-за различных условий продольного теплоотвода от периодически возникающих вдоль исследуемого тонкого цилиндрического стального провода относительно «горячих» и «холодных» продольных участков с геометрическим шагом, примерно равным $\lambda_{ezm}/2 \approx 34$ мм без учета двух крайних «холодных» и прямо примыкающих к

болтовым соединениям участков (см. рис. 3), в выполненном эксперименте пять «горячих» и восемь «холодных» продольных участков оцинкованного стального провода подверглись полной сублимации [21]. Нарушение металлической проводимости испытываемого провода, вызванное интенсивным джоулевым нагревом его токонесущей части, начинается момента времени, соответствующего примерно 380 мс (см. рис. 4). Из данных рис. 4 видно, что при времени от начала протекания по проводу рассматриваемого импульсного тока $i_0(t)$, равном около 570 мс, наступает полное разрушение металлической структуры провода и прекращение протекания тока проводимости по проводу.

Полученные результаты в ходе выполненного высокопрецизионного и высокотемпературного эксперимента с применением мощного высоковольтного генератора ГИТ-С и указанного оцинкованного стального провода однозначно указывают на работоспособность рекомендуемого квантовомеханического соотношения (8) при приближенном выборе усредненного числа n_{0m} квантованных продольных электронных полуволн де Бройля в цилиндрическом проводнике с импульсным аксиальным током $i_0(t)$ различных АВП.

Выводы.

1. Для оценочного прогнозирования возможных мест наступления продольной локализации дрейфующих свободных электронов на узких участках шириной Δz токонесущих частей силовых проводов и кабелей объектов электроэнергетики, производственных и жилых помещений, проявляющейся наиболее сильно в аварийных режимах работы КПП с токами КЗ и большими плотностями тока, предложено новое квантовомеханическое расчетное соотношение (8).

2. Экспериментальная проверка с помощью мощного высокопрецизионного высоковольтного оборудования и опытного образца оголенного оцинкованного стального провода диаметром 1,6 мм и длиной 320 мм (при модуле амплитуды плотности протекающего в течение до 570 мс по проводу аperiodического импульса тока около $\delta_{0m}=0,37$ кА/мм² и ширинах Δz каждого из продольных участков локализации в нем дрейфующих свободных электронов до 7 мм) предложенного соотношения (8), определяющего при указанном численном значении δ_{0m} усредненное число $n_{0m}=9$ квантованных продольных дебройлевских электронных полуволн длиной $\lambda_{ezm}/2 \approx 34$ мм в металлическом проводе, подтвердила его работоспособность.

3. Для обеспечения пожарной безопасности силовой КПП в аварийных режимах ее работы, сопровождающихся протеканием по токонесущим частям проводов и кабелей переменных токов КЗ с их большими плотностями (200 А/мм² и более), необходимых в соответствующих нормативных документах, определяющих условия надежной эксплуатации КПП в промышленных и бытовых условиях, учитывать особенности влияния волнового характера распределения вдоль металлических жил (оболочек) КПП дрейфующих в них свободных электронов на возможность появления в токонесущих частях КПП коротких продольных зон шириной Δz с аномально повышенной концентрацией таких электронов и соответственно температурой для указанных режимов работы КПП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости. *Электротехника*, 2005, № 7, С. 25-33.
2. Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости. *Электротехника*, 2006, № 7, С. 29-34.
3. Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости. *Электротехніка і електромеханіка*, 2006, № 3, С. 49-53.
4. Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике. *Технічна електродинаміка*, 2007, № 1, С. 13-19.
5. Баранов М.И. Волновое радиальное распределение свободных электронов в цилиндрическом проводнике с переменным электрическим током. *Технічна електродинаміка*, 2009, № 1, С. 6-11.
6. Баранов М.И. Теоретические и экспериментальные результаты исследований по обоснованию существования в микроструктуре металлического проводника с током электронных дебройлевских полувольт. *Электротехніка і електромеханіка*, 2014, № 3, С. 45-49. doi: 10.20998/2074-272X.2014.3.09.
7. Баранов М.И. Особенности нагрева тонкого биметаллического проводника большим импульсным током. *Электричество*, 2014, № 4, С. 34-42.
8. Баранов М.И. Квантово-волновая природа электрического тока в металлическом проводнике и ее некоторые электрофизические макропроявления. *Электротехніка і електромеханіка*, 2014.– №4.– С.25-33. doi: 10.20998/2074-272X.2014.4.05.
9. Баранов М.И. Основные характеристики волнового распределения свободных электронов в тонком металлическом проводнике с импульсным током большой плотности. *Электричество*, 2015, № 10, С. 20-32.
10. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 3-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2009. – 384 с.
11. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 3-х томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Харьков: Точка, 2010. – 407 с.
12. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
13. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
14. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 4-х томах. Том 3. – Харьков: ФЛП Панов А.Н., 2016. – 415 с.
15. Baranov M.I. Refined selection of allowable cross-sections of electrical conductors and cables in the power circuits of industrial electrical equipment taking into account emergency operating modes. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.3, pp. 37-43. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.06.
16. Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии / Под ред. В.Н. Карнюшина. – Минск: Наука и техника, 1983. – 151 с.
17. Соболев Н.Н. Исследование электрического взрыва тонких проволок. *Журнал экспериментальной и теоретической физики*, 1947, Том 17, №11, С. 986-997.
18. Ivanovskii A.V., Spirov G.M., Dudai P.V., Volkov A.A., Luk'yanov N.B., Solov'ev A.A., Volkova T.I., Lysenko V.P. A test bench for studying the mechanisms of breakdowns of insulating gaps by short voltage pulses. *Instruments and Experimental Techniques*, 2003, vol. 46, no. 4, pp. 494-501. doi: 10.1023/A:1025182031922.
19. Солимар Л., Уолш Д. Лекции по электрическим свойствам материалов: Пер. с англ. / Под ред. Баскакова С.И. – М.: Мир, 1991. – 504 с.
20. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A current generator of the artificial lightning for full-scale tests of engineering objects. *Instruments and Experimental Technique*, 2008, no.3, pp. 401-405. doi: 10.1134/s0020441208030123.
21. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
22. Baranov M.I., Rudakov S.V. Calculation-experimental method of research in a metallic conductor with the pulse current of electronic wavepackages and de Broglie electronic half-waves. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.6, pp. 45-53. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.08.
23. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник / Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева; Под ред. Н.И. Белоруссова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.
24. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The tooling in Ukraine of model tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulsed current of artificial lightning. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 45-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.08.
25. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. The coaxial shunt for measurement of current pulses of artificial lightning with the amplitude up to ± 220 kA. *Instruments and Experimental Technique*, 2018, vol.61, no.4, pp. 501-505. doi: 10.1134/S0020441218030156.
26. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.5, pp. 44-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.5.08.

REFERENCES

1. Baranov M.I. Wave distribution of free electrons in conductor with electric current of the conductivities. *Russian Electrical engineering*, 2005, no.7, pp. 25-33. (Rus).
2. Baranov M.I. Energy and frequency specters of the free electrons conductor with electric current conduction. *Russian Electrical engineering*, 2006, no.7, pp. 29-34. (Rus).
3. Baranov M.I. Wave electronic package of a conductor with electric conduction current. *Electrical engineering & electromechanics*, 2006, no.3, pp. 49-53. (Rus).
4. Baranov M.I. New physical mechanisms and approaches in the study of the formation and distribution of the electric conduction current in the conductor. *Technical Electrodynamics*, 2007, no.1, pp.13-19. (Rus).
5. Baranov M.I. Characteristic radial distribution of free electrons in a cylindrical conductor with varying electric current. *Technical Electrodynamics*, 2009, no.1, pp. 6-11. (Rus).
6. Baranov M.I. Theoretical and experimental results of research into explanation of de Broglie half-wave existence in the microstructure of an active metallic conductor. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.3, pp. 45-49. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2014.3.09.
7. Baranov M.I. Features heating thin bimetallic conductor large pulse current. *Elektrichestvo*, 2014, no.4, pp. 34-42. (Rus).
8. Baranov M.I. Quantum-wave nature of electric current in a metallic conductor and some of its electrophysical macrophenomena. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.4, pp. 25-33. doi: 10.20998/2074-272X.2014.4.05.
9. Baranov M.I. The main characteristics of the wave distribution of free electrons in a thin metallic conductor with a pulse current of high density. *Elektrichestvo*, 2015, no.10, pp. 20-32. (Rus).
10. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya elektrofizicheskikh effektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics: Monograph in 2 vols. Vol.2, book. 1: Theory of electrophysics effects and tasks]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2009. 384 p. (Rus).

11. Baranov M.I. *Izbrannyye voprosy elektrofiziki. Monografiya v 3kh tomakh. Tom 2, Kn. 2: Teoriia elektrofizicheskikh effektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics. Monograph in 3 Vols. Vol.2, Book 2. A theory of electrophysical effects and tasks]. Kharkiv, Tochka Publ., 2010. 407 p. (Rus).
12. Kuz'michev V.E. *Zakony i formuly fiziki* [Laws and formulas of physics]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1989. 864 p. (Rus).
13. Javorskij B.M., Detlaf A.A. *Spravochnik po fizike* [Handbook of physics]. Moscow, Nauka Publ., 1990. 624 p. (Rus).
14. Baranov M.I. *Antologija vydajushhihsja dostizhenij v nauke i tehnike: Monografija v 3-h tomah. Tom 3* [An anthology of the distinguished achievements in science and technique: Monograph in 3 volumes. Volume 3]. Kharkiv, PhPB Panov A.N. Publ., 2016. 415 p. (Rus).
15. Baranov M.I. Refined selection of allowable cross-sections of electrical conductors and cables in the power circuits of industrial electrical equipment taking into account emergency operating modes. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.3, pp. 37-43. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.06.
16. Stolovich N.N. *Elektrovzryvnye preobrazovateli energii* [Electroexplosion energy converters]. Minsk, Nauka & Tehnika Publ., 1983. 151 p. (Rus).
17. Sobolev N.N. The study of electrical explosion of thin wires. *Journal of experimental and theoretical physics*, 1947, Vol.17, no.11, pp. 986-997. (Rus).
18. Ivanovskii A.V., Spirov G.M., Dudai P.V., Volkov A.A., Luk'yanov N.B., Solov'ev A.A., Volkova T.I., Lysenko V.P.. A test bench for studying the mechanisms of breakdowns of insulating gaps by short voltage pulses. *Instruments and Experimental Techniques*, 2003, vol. 46, no. 4, pp. 494-501. doi: 10.1023/A:1025182031922.
19. Solymar L., Walsh D. *Lekcii po elektricheskim svojstvam materialov* [Lectures on the electrical properties of materials]. Moscow, Mir Publ., 1991. 504 p. (Rus).
20. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A current generator of the artificial lightning for full-scale tests of engineering objects. *Instruments and Experimental Technique*, 2008, no.3, pp. 401-405. doi: 10.1134/S0020441208030123.
21. Kuhling H. *Spravochnik po fizike. Per. s nem.* [Dictionary on Physics. Translated from German]. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).
22. Baranov M.I., Rudakov S.V. Calculation-experimental method of research in a metallic conductor with the pulse current of electronic wavepackages and de Broglie electronic half-waves. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.6, pp. 45-53. doi: 10.20998/2074-272X.2016.6.08.
23. Belorussov N.I., Saakjan A.E., Jakovleva A.I. *Elektricheskie kabeli, provoda i shnury. Spravochnik* [Electrical cables, wires and cords. Directory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 536 p. (Rus).
24. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The tooling in Ukraine of model tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulsed current of artificial lightning. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.4, pp. 45-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.4.08.
25. Baranov M.I., Kniaziev V.V., Rudakov S.V. The coaxial shunt for measurement of current pulses of artificial lightning with the amplitude up to ± 220 kA. *Instruments and Experimental Technique*, 2018, vol.61, no.4, pp. 501-505. doi: 10.1134/S0020441218030156.
26. Baranov M.I., Buriakovskiy S.G., Rudakov S.V. The metrology support in Ukraine of tests of objects of energy, aviation and space-rocket engineering on resistibility to action of pulses of current (voltage) of artificial lightning and commutation pulses of voltage. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.5, pp. 44-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.5.08.

Поступила (received) 19.11.2019

Баранов Михаил Иванович¹, д.т.н., гл.н.с.,
Рудаков Сергей Валерьевич², к.т.н., доц.,
¹ НИПКИ «Молния»

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +380 57 7076841,
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

² Национальный университет гражданской защиты Украины,
61023, Харьков, ул. Чернышевского, 94,
тел/phone +38 057 7073438,
e-mail: serg_73@i.ua

M.I. Baranov¹, S.V. Rudakov²

¹ Scientific-&-Research Planning-&-Design Institute «Molniya»,
National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
47, Shevchenko Str., Kharkiv, 61013, Ukraine.

² National University of Civil Protection of Ukraine,
94, Chernyshevska Str., Kharkiv, 61023, Ukraine.

Calculation-experimental determination of the average number of quantized longitudinal electron de Broglie half waves in a cylindrical conductor with pulsed axial current.

Purpose. Implementation of calculation-experimental determination of average number n_{om} of the quantized longitudinal electron de Broglie half waves of length $\lambda_{em}/2$ in the metal cylindrical conductor with the pulsed axial current of high density.

Methodology. Scientific bases of theoretical electrophysics and quantum physics, theoretical bases of the electrical engineering, electrophysics bases of technique of high-voltage and high pulsed currents. **Results.** The results of calculation-experimental estimations of average number n_{om} of the quantized longitudinal electron de Broglie half waves in the round continuous zinc plated steel wire of radius 0.8mm and of length 320 mm with aperiodic pulsed axial current $i_0(t)$ of temporal shape 9 ms/160 ms of high density (at its amplitude of $\delta_{om}=0.37$ kA/mm²). It is shown that in examined case the numeral value of the average quantized number from data of calculation and experiment makes $n_{om}=9$, and test average length of quantized longitudinal electron de Broglie half waves in the indicated steel wire appears approximately equal to $\lambda_{em}/2 \approx 34$ mm. Electrophysical results are confirmed during the high current high temperature experiment conducted by a powerful high-voltage equipment calculation information on the choice of average value of quantized number n_{om} for longitudinal «hot» areas of the width Δz of the wire, different anomalous enhanceable concentration of drifting lone electrons and accordingly temperature of Joule heating. **Originality.** On the basis of the known conformities to the law of atomic and quantum physics new quantum-mechanical calculation correlation is obtained for determination in a metallic conductor with axial current of conductivity $i_0(t)$ of different type (direct, alternating and pulsed) of average number n_{om} of the quantized longitudinal electron de Broglie half waves and accordingly longitudinal «hot» areas of the width Δz of periodic localization along the conductor of drifting lone electrons. **Practical value.** Obtained results allow to make an evaluation prognosis on finding of possible places of longitudinal periodic localization of drifting lone electrons on narrow areas of the width Δz of current-carrying parts of power wires and cables of objects of electrical power energy, production and dwellings apartments, showing up most strongly (expressed) in malfunctions of operation of cable-conductor products with the currents of short-circuit and high current density. References 26, figures 4.

Key words: metal conductor, pulsed current, calculation-experimental determination of the average number of quantized longitudinal electron de Broglie half waves and electron localization zones in a conductor.

С.Т. Толмачев, А.В. Ильченко

ПРИНЦИП ВЗАИМНОСТИ ДЛЯ НЕЛИНЕЙНОЙ АНИЗОТРОПНОЙ СРЕДЫ БЕЗ ГИСТЕРЕЗИСА: ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА ПРИМЕНЕНИЯ

Розглянуто теоретичні та практичні аспекти побудови векторних матеріальних рівнянь нелінійних анізотропних середовищ. Показано, що існуючі методи обліку магнітних властивостей навіть в безгістерезисному наближенні не завжди задовольняють вимогам повноти й математичної строгості. Підтверджено ефективність енергетичного підходу до побудови векторних характеристик магнітного стану таких середовищ. Особливу увагу приділено принципу взаємності як фундаментальній властивості оборотних процесів намагнічування. Встановлено нові асимптотичні вирази для принципу взаємності і на численних прикладах показана їх ефективність при побудові векторної моделі магнітного середовища без використання енергетичного потенціалу. Бібл. 12, рис. 5.

Ключові слова: нелінійне анізотропне середовище, векторні характеристики намагнічування, енергетичний потенціал, принцип взаємності, асимптотичні вирази, тензор магнітної проникності.

Рассмотрены теоретические и практические аспекты построения векторных материальных уравнений нелинейных анизотропных сред. Показано, что используемые методы учета магнитных свойств даже в безгистерезисном приближении не всегда удовлетворяют требованиям полноты и математической строгости. Подтверждена эффективность энергетического подхода к построению векторных характеристик магнитного состояния таких сред. Особое внимание уделено принципу взаимности как фундаментальному свойству обратимых процессов намагничивания. Установлены новые асимптотические выражения для принципа взаимности и на численных примерах показана их эффективность при построении векторной модели магнитной среды без использования энергетического потенциала. Библ. 12, рис. 5.

Ключевые слова: нелинейная анизотропная среда, векторные характеристики намагничивания, энергетический потенциал, принцип взаимности, асимптотические выражения, тензор магнитной проницаемости.

Введение. Успехи в области информационных технологий в последние десятилетия стимулировали разработку методов математического моделирования магнитных полей в разнообразных электрофизических устройствах [1-7]. Одним из важных этапов практической реализации задач в полевой постановке является формирование материальных уравнений магнитной среды, которая в большинстве случаев обладает нелинейной анизотропией. Полнота учета магнитных свойств такой среды требует построения векторной характеристики $\mathbf{B}(\mathbf{H})$. Построение векторных моделей на основе скалярных зависимостей $B_i(H_i)$ для главных осей анизотропии [3, 4], учет магнитной анизотропии в рамках «эллиптических моделей» [4, 5] и другие упрощенные подходы являются скорее вынужденным, чем конструктивным решением и, как показано в [8], неизбежно приводят к потере информации и практически неконтролируемой погрешности вычислений.

Определенный прогресс при учете нелинейной анизотропии векторных моделей $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ в безгістерезисном приближении связан с энергетическим подходом [1, 6-10]. Базовым соотношением этого подхода является выражение [11]

$$\oint_{L_H} \mathbf{B} \cdot d\mathbf{H} = 0, \quad (1)$$

где L_H – произвольный замкнутый контур в \mathbf{H} -пространстве, т.е. в пространстве, по осям которого откладываются величины H_1 и H_2 и который по сути является годографом вектора \mathbf{H} при произвольном циклическом перемагничивании среды. При таком определении \mathbf{H} -пространства соотношение (1) формально совпадает с классическим условием потенциальности, поскольку выражение под знаком интеграла является полным дифференциалом потенциала $\Psi(\mathbf{H})$.

Приведенное выше определение \mathbf{H} -пространства свидетельствует о независимости потенциала $\Psi(\mathbf{H})$ от пути интегрирования в \mathbf{H} -пространстве, о безвихревом характере поля магнитной индукции \mathbf{B} , которая является силовым вектором поля в этом пространстве:

$$\mathbf{B} = -\frac{d\Psi}{d\mathbf{H}} = \text{grad}_{\mathbf{H}} \Psi(\mathbf{H}) = i_1 B_1(H_1, H_2) + i_2 B_2(H_1, H_2). \quad (2)$$

Дополнительно отметим важное следствие соотношений (1) и (2) – симметрию тензора дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_d(\mathbf{H})$:

$$\mu_d = \frac{d\mathbf{B}}{d\mathbf{H}}; \quad \mu_{dij} = \frac{\partial^2 \Psi}{\partial H_i \cdot \partial H_j} = \frac{\partial^2 \Psi}{\partial H_j \cdot \partial H_i} = \mu_{dji}. \quad (3)$$

В формулах (2), (3) приняты обозначения, связанные с используемыми в векторной алгебре понятиями производной скалярной и векторной функции по векторному аргументу [12, пп. 6.2, 6.3].

Энергетические потенциалы не могут быть изменены непосредственно, поэтому их конструирование является непростой задачей даже в двумерном случае [7]. Базовой информацией для построения потенциала является некоторый набор экспериментально измеренных характеристик намагничивания, которые используются либо путем их непосредственного интегрирования, либо путем подбора коэффициентов некоторой аналитической зависимости [7, 8]. Оставляя за пределами этой статьи известные проблемы с точностью измерения магнитных характеристик анизотропных материалов, отметим очевидные проблемы с численным дифференцированием потенциала $\Psi(\mathbf{H})$: непосредственным – для получения векторной зависимости $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ и повторным – для тензора дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_d(\mathbf{H})$.

Альтернативным способом определения характеристик намагничивания во взаимно ортогональных

© С.Т. Толмачев, А.В. Ильченко

направлениях без явного определения потенциала $\Psi(\mathbf{H})$ является принцип взаимности, впервые сформулированный в [9] и развитый в ряде последующих публикаций (см., например, [8, 10]). Принцип взаимности является фундаментальным свойством анизотропной среды без гистерезиса и основан на независимости потенциала $\Psi(\mathbf{H})$ от пути интегрирования в \mathbf{H} -пространстве.

Пусть $H_1' \leq H_1 \leq H_1''$ и $H_2' \leq H_2 \leq H_2''$. Из выражения (1) вытекает равенство интегралов S_1 и S_2 :

$$\begin{aligned} S_1 &= \int_{H_1'}^{H_1''} [B_1(H_1, H_2') - B_1(H_1, H_2'')] \cdot dH_1; \\ S_2 &= \int_{H_2'}^{H_2''} [B_2(H_1', H_2) - B_2(H_1'', H_2)] \cdot dH_2. \end{aligned} \quad (4)$$

Энергетические соотношения (4) имеют простой геометрический смысл: площади соответствующих криволинейных четырехугольников S_1 и S_2 одинаковы. Визуально соотношения (4) при $H_1' = H_2' = 0$ и $H_1'' = H_1^*$, $H_2'' = H_2^*$ представлены на рис. 1.

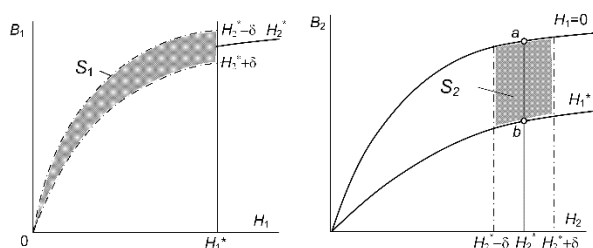


Рис. 1. Геометрический смысл принципа взаимности

В практическом отношении важность принципа взаимности состоит в возможности построения векторной характеристики намагничивания $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ по частично заданной информации о магнитных свойствах нелинейной анизотропной среды.

Целью настоящей статьи является дальнейшее обобщение принципа взаимности (4), в частности, получение его асимптотических выражений и использование их для оптимизации вычислительного процесса при построении векторной характеристики $\mathbf{B}(\mathbf{H})$ и тензора дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_d(\mathbf{H})$. Как известно, именно эта информация о магнитных свойствах среды используется в различных вычислительных схемах.

Асимптотические выражения для принципа взаимности.

А. Случай декартовых координат. Запишем соотношения (4) применительно к рис. 1:

$$\begin{aligned} S_1 &= \int_0^{H_1^*} [B_1(H_1, H_2^* + \delta) - B_1(H_1, H_2^* - \delta)] \cdot dH_1; \\ S_2 &= \int_{H_2^* - \delta}^{H_2^* + \delta} [B_2(0, H_2) - B_2(H_1^*, H_2)] \cdot dH_2. \end{aligned} \quad (5)$$

Поскольку соотношения (5) справедливы для произвольных значений δ , рассмотрим предельные

выражения для интегралов $R_1^* = R_2^*$:

$$\begin{aligned} R_1^* &= \lim_{\delta \rightarrow 0} \int_0^{H_1^*} \frac{1}{2\delta} [B_1(H_1, H_2^* + \delta) - B_1(H_1, H_2^* - \delta)] \cdot dH_1; \\ R_2^* &= \lim_{\delta \rightarrow 0} \int_{H_2^* - \delta}^{H_2^* + \delta} \frac{1}{2\delta} [B_2(0, H_2) - B_2(H_1^*, H_2)] \cdot dH_2. \end{aligned} \quad (6)$$

Для малых значений δ подынтегральное выражение в первом интеграле (6) можно выразить через дифференциальную магнитную проницаемость μ_{d12} :

$$\lim_{\delta \rightarrow 0} [\Delta B_1(H_1, H_2^*) / \Delta H_2] \approx \mu_{d12}(H_1, H_2^*),$$

поэтому интеграл R_1^* превращается в криволинейный и принимает вид

$$R_1^* = \int_0^{H_1^*} \mu_{d12}(H_1, H_2^*) \cdot dH_1. \quad (7)$$

Что же касается интеграла R_2^* , то как видно из рис. 1, при $\delta \rightarrow 0$ площадь S_2 вырождается в линию ab , которой соответствует приращение составляющей индукции B_2 при $H_2 = H_2^*$ и $0 \leq H_1 \leq H_1^*$. Поэтому

$$R_2^* \rightarrow ab = \int_0^{H_1^*} \mu_{d12}(H_1, H_2^*) \cdot dH_1. \quad (8)$$

Очевидно, что при сжатии пределов интегрирования в точку получим установленную ранее соотношением (3) симметрию тензора дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_d(\mathbf{H})$. Таким образом, принцип взаимности имеет три возможных представления: точечное (в каждой «точке» \mathbf{H}) – (3) и два интегральных – соответственно (4) и (7), (8).

Отметим важное практическое значение полученных асимптотических выражений. В [8] показано, что восстановление потенциала Ψ возможно по семейству характеристик намагничивания в одном направлении, например, $B_1(H_1, H_2)$ и одной ортогональной характеристике, например, $B_2(0, H_2)$. Как будет показано ниже, недостающий массив точек характеристик $B_2(H_1, H_2)$ можно получить без вычисления потенциала Ψ использованием выражения (8).

Заметим, что путем перестановки индексов можно получить аналогичные (7), (8) соотношения для других исходных данных, например, $B_2(H_1, H_2)$ и $B_1(H_1, 0)$:

$$R_2^* = \int_0^{H_2^*} \mu_{d21}(H_2, H_1^*) \cdot dH_2; \quad (9)$$

$$R_1^* \rightarrow cd = \int_0^{H_2^*} \mu_{d12}(H_2, H_1^*) \cdot dH_2, \quad (10)$$

причем $R_1^* = R_2^*$.

Б. Случай полярных координат. Соотношения (1), (2) инвариантны относительно системы координат. Будем считать заданной (базовой) информацией семейство «продольных» характеристик намагничи-

вания $B_{\parallel}(H, \alpha)$, где B_{\parallel} – проекция вектора \mathbf{B} на вектор \mathbf{H} , а α – угол, определяющий направление вектора \mathbf{H} . Для вектора \mathbf{B} используем разложение $\mathbf{B} = \mathbf{B}_{\parallel}(H, \alpha) + \mathbf{B}_{\perp}(H, \alpha)$, где $\mathbf{B}_{\perp}(H, \alpha)$ – ортогональное к $\mathbf{B}_{\parallel}(H, \alpha)$ семейство характеристик «поперечного» намагничивания.

С учетом изложенного формула (2) принимает вид

$$\mathbf{B} = \frac{d\Psi}{d\mathbf{H}} = \text{grad}_{\mathbf{H}} \Psi(\mathbf{H}) = \mathbf{r}^0 \frac{\partial \Psi}{\partial H} + \boldsymbol{\alpha}^0 \frac{1}{H} \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial \alpha}, \quad (11)$$

где $\mathbf{r}^0, \boldsymbol{\alpha}^0$ – орты полярной системы координат.

Отметим возможность восстановления потенциала по заданному семейству характеристик $B_{\parallel}(H, \alpha)$. Так, принимая $\Psi(0) = 0$, для произвольной точки $\mathbf{H} = (H, \alpha^*)$ получим

$$\Psi(\mathbf{H}) = \int_0^H B_{\parallel}(H, \alpha) \cdot dH$$

$$\text{и } B_{\perp}(H, \alpha) = \frac{1}{H} \cdot \frac{\partial \Psi}{\partial \alpha}.$$

Как и в случае декартовых координат, для расчета ортогональных характеристик $B_{\perp}(H, \alpha)$ без вычисления потенциала $\Psi(\mathbf{H})$ воспользуемся принципом взаимности. Пусть $H' \leq H \leq H''$ и $\alpha' \leq \alpha \leq \alpha''$. Имеет место равенство интегралов S_1 и S_2 :

$$S_1 = \int_{H'}^{H''} [B_{\parallel}(H, \alpha') - B_{\parallel}(H, \alpha'')] \cdot dH; \quad (12)$$

$$S_2 = \int_{\alpha'}^{\alpha''} [H' \cdot B_{\perp}(H', \alpha) - H'' \cdot B_{\perp}(H'', \alpha)] \cdot d\alpha.$$

Доказательство и иллюстрация соотношений (12) даны в [9]. Установим асимптотические свойства приведенного интегрального принципа взаимности, аналогичные соотношениям (9) и (10). Пусть заданы $\mathbf{H}^* = (H^*, \alpha^*)$ – некоторая точка в интервалах $H' \leq H^* \leq H''$, $\alpha' \leq \alpha^* \leq \alpha''$ и δ_{α} – отклонение угла α от этой точки. Тогда по аналогии с (5) для $H' = 0$ и $H'' = H^*$ (рис. 2)

$$S_1^* = \int_0^{H^*} [B_{\parallel}(H, \alpha^* + \delta_{\alpha}) - B_{\parallel}(H, \alpha^* - \delta_{\alpha})] \cdot dH; \quad (13)$$

$$S_2^* = \int_{\alpha^* - \delta_{\alpha}}^{\alpha^* + \delta_{\alpha}} -H^* \cdot B_{\perp}(H^*, \alpha) \cdot d\alpha.$$

Предельные выражения для этих соотношений

$$R_1^* = \lim_{\delta_{\alpha} \rightarrow 0} \int_0^{H^*} \frac{1}{2\delta_{\alpha}} [B_{\parallel}(H, \alpha^* + \delta_{\alpha}) - B_{\parallel}(H, \alpha^* - \delta_{\alpha})] \cdot dH; \quad (14)$$

$$R_2^* = \lim_{\delta_{\alpha} \rightarrow 0} \int_{\alpha^* - \delta_{\alpha}}^{\alpha^* + \delta_{\alpha}} \frac{-1}{2\delta_{\alpha}} H^* \cdot B_{\perp}(H^*, \alpha) \cdot d\alpha.$$

Первый интеграл в (14) можно выразить через дифференциальную магнитную проницаемость $\mu_{dH\alpha}$. Интеграл R_2^* , как видно из рис. 2, при $\delta_{\alpha} \rightarrow 0$ по аналогии с (7), (8) вырождается в линию cd :

$$R_1^* \rightarrow cd = \int_0^{H_1^*} \mu_{dH\alpha}(H, \alpha^*) \cdot dH. \quad (15)$$

Поскольку при $H = 0$ $H \cdot B_{\perp} = 0$ для всех α , значение отрезка cd определяет величину $H^* \cdot B_{\perp}(H^*)$ и, следовательно, $B_{\perp}(H^*)$. Аналогично можно рассчитать и остальные компоненты массива $B_{\perp}(\mathbf{H})$.

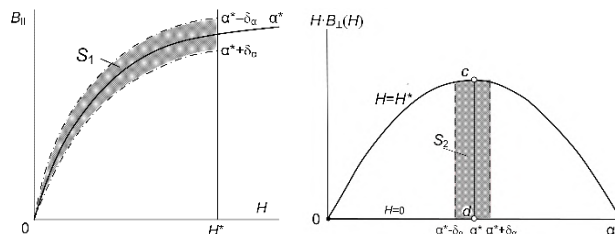


Рис. 2. Геометрический смысл принципа взаимности для полярных координат

Вычислительные эксперименты и обсуждение.

С целью исключения инструментальной погрешности и обеспечения максимальной точности и достоверности результатов используем точные характеристики намагничивания $B_1(H_1, H_2)$ и $B_2(H_1, H_2)$, полученные дифференцированием приведенного в [8] потенциала (рис. 3, a, b).

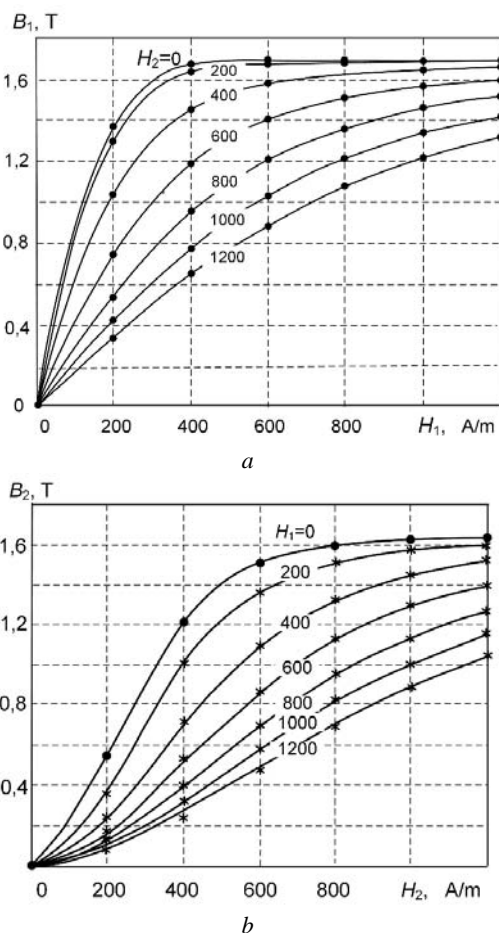


Рис. 3. Характеристики намагничивания нелинейной анизотропной среды, полученные дифференцированием потенциала [8]

Из принципа взаимности следует, что семейство характеристик $B_2(H_1, H_2)$ может быть рассчитано по

характеристикам $B_1(H_1, H_2)$ и одной из характеристик $B_2(H_1, H_2)$, например, $B_2(0, H_2)$. Эта информация отражена на рис. 3, *a, b* значками «•» для узлов, в которых значения магнитной индукции будем считать известными. Значки «*» соответствуют расчетным значениям, полученным применением выражения (8) для недостающих узлов сетки. Из рис. 3, *b* видно практически полное совпадение с расчетными зависимостями $B_2(\mathbf{H})$ (сплошные линии).

Алгоритм «восполнения» информации о магнитных свойствах нелинейной анизотропной среды состоит в следующем. По известному массиву характеристик $B_1(\mathbf{H})$ дифференцированием получаем три компонента тензора $\mu_d(\mathbf{H})$: $\mu_{d11}(\mathbf{H}) = \partial B_1(\mathbf{H}) / \partial H_1$; $\mu_{d12}(\mathbf{H}) = \partial B_1(\mathbf{H}) / \partial H_2 = \mu_{d21}(\mathbf{H})$. Затем по выражению (8) находим соответствующие значения интегралов ab , вычитание которых из значений заданной характеристики $B_2(0, H_2)$ определяет семейство характеристик $B_2(\mathbf{H})$ и, наконец, $\mu_{d22}(\mathbf{H}) = \partial B_2(\mathbf{H}) / \partial H_2$.

Для подтверждения приведем некоторые численные примеры. Выберем два произвольных вектора напряженности \mathbf{H} , например, $\mathbf{H}^{(1)} = (450, 600)$ А/м и $\mathbf{H}^{(2)} = (1120, 375)$ А/м. Расчетные значения соответствующих векторов индукции $\mathbf{B}^{(1)} = (1.259, 1.005)$ Тл и $\mathbf{B}^{(2)} = (1.669, 0.275)$ Тл. Причем, если значения компонент B_1 (соответственно 1.259 Тл и 1.669 Тл) получены путем сплайн-интерполяции заданного массива узловых значений магнитной индукции $B_1(H_1, H_2)$ (см. рис. 3, *a*), то соответствующие значения компонент B_2 рассчитаны по приведенной выше методике без вычисления потенциала Ψ . Точные значения векторов магнитной индукции, полученные применением аналитических выражений из [8]: $\mathbf{B}^{(1)*} = (1.259, 1.022)$ Тл, $\mathbf{B}^{(2)*} = (1.670, 0.257)$ Тл. Углы рассогласования между векторами \mathbf{B} и \mathbf{H} соответственно равны 9.75° и 14.07° .

Приведем также расчетные и точные (*) значения тензоров дифференциальной абсолютной магнитной проницаемости для заданных значений $\mathbf{H}^{(1)}$ и $\mathbf{H}^{(2)}$:

- для $\mathbf{H} = \mathbf{H}^{(1)}$

$$\mu_d^{(1)} = \begin{vmatrix} \mu_{d11} & \mu_{d12} \\ \mu_{d21} & \mu_{d22} \end{vmatrix} = 10^{-3} \cdot \begin{vmatrix} 1.28247 & -1.25014 \\ -1.25014 & 1.54950 \end{vmatrix}$$

$$\mu_d^{(1)*} = 10^{-3} \cdot \begin{vmatrix} 1.26986 & -1.23883 \\ -1.23883 & 1.56906 \end{vmatrix}$$

- для $\mathbf{H} = \mathbf{H}^{(2)}$

$$\mu_d^{(2)} = 10^{-4} \cdot \begin{vmatrix} 0.53929 & -2.19504 \\ -2.19504 & 10.7357 \end{vmatrix}$$

$$\mu_d^{(2)*} = 10^{-4} \cdot \begin{vmatrix} 0.53756 & -2.21087 \\ -2.21087 & 11.2446 \end{vmatrix}$$

Заметим, что приведенные значения тензоров $\mu_d(\mathbf{H})$ являются локальными, поэтому из того факта, что для выбранных значений векторов напряженности поля $\mu_{d22} > \mu_{d11}$ нельзя делать вывод о том, что ось H_2 является направлением легкого намагничивания. Как будет проиллюстрировано на рис. 4, таким направлением является ось H_1 .

Отметим также одно из полезных следствий интегрального принципа взаимности: при одинаковых

масштабах для соответствующих компонентов векторов \mathbf{B} и \mathbf{H} площади, ограниченные предельными кривыми намагничивания, одинаковы, поскольку согласно (4) одинаковы площади всех соответствующих криволинейных четырехугольников. Для приведенных на рис. 3, *a, b* граничных характеристик $B_1(H_1, 0)$ и $B_1(H_1, 1200)$, $B_2(0, H_2)$ и $B_2(1200, H_2)$ интегрированием получены практически одинаковые значения: 880.4670 Дж и 880.4688 Дж. Это свойство может быть полезным в условиях ограниченной информации о магнитных свойствах анизотропной среды, когда заданы только по две характеристики в ортогональных направлениях.

Для дополнительной иллюстрации анизотропных свойств рассматриваемой среды на рис. 4 приведены годографы вектора \mathbf{H} (полуокружности радиусов 1200, 600 и 300 А/м) и соответствующие им годографы вектора магнитной индукции \mathbf{B} . Анизотропия среды проявляется выраженной нелинейной зависимостью магнитной индукции от напряженности поля, более «легким» намагничиванием в направлении оси H_1 , а также значительным рассогласованием между векторами \mathbf{B} и \mathbf{H} практически во всем диапазоне изменения поля.

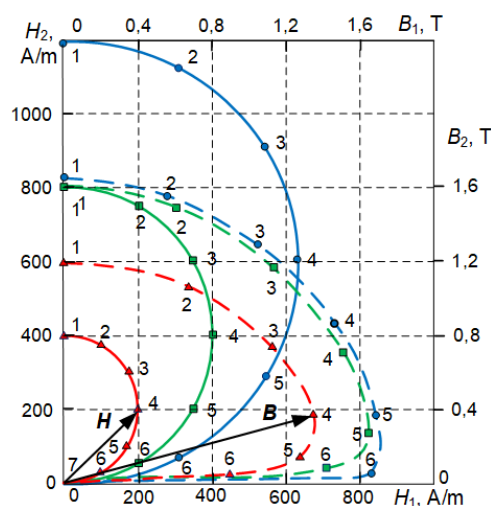


Рис. 4. Годографы изменения векторов \mathbf{B} и \mathbf{H} нелинейной анизотропной среды

На рис. 5, *a, b* приведены характеристики намагничивания для полярной системы координат (H, α) , которые получены пересчетом приведенных на рис. 3, *a, b* характеристик. Как и на рис. 3 значками «•» отмечены узлы «продольных» характеристик намагничивания $B_{||}(H, \alpha)$ с известными значениями индукции при $H=0:200:1200$ А/м, $\alpha=0:\pi/12:\pi/2$, а значки «*» соответствуют рассчитанным значениям, полученным применением выражения (15) для узлов «поперечных» характеристик намагничивания $B_{\perp}(H, \alpha)$.

Алгоритм расчета по заданным характеристикам $B_{||}(H, \alpha)$ характеристик намагничивания в ортогональном направлении $B_{\perp}(H, \alpha)$ и тензора дифференциальной магнитной проницаемости $\mu_d(\mathbf{H})$ остается практически таким же, как и в описанном выше случае декартовых координат: по характеристикам $B_{||}(H, \alpha)$ сначала определяем три компонента тензора

$\mu_d(\mathbf{H})$: $\mu_{dH} = \partial B_{||} / \partial H$, $\mu_{dH\alpha} = \frac{1}{H} \partial B_{||} / \partial \alpha = \mu_{d\alpha H} = \frac{1}{H} \partial(H \cdot B_{\perp}) / \partial H$. Затем интегрированием согласно выражению (15) находим значения $H \cdot B_{\perp}(H, \alpha)$ для всех $H = \text{const}$ и, наконец, значения недостающей компоненты $\mu_{d\alpha\alpha} = \frac{1}{H} \partial B_{\perp} / \partial \alpha$.

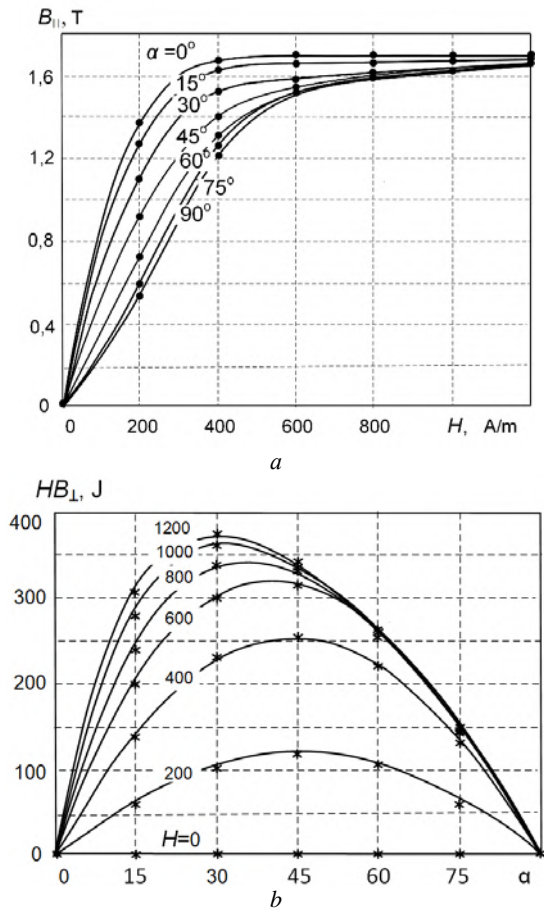


Рис. 5. «Продольные» – а и «поперечные» – b характеристики намагничивания анизотропной среды, полученные пересчетом характеристик рис. 3

Справедливость полученных результатов подтверждена численными расчетами. Для принятых ранее значений вектора напряженности $\mathbf{H}^{(1)} = (450, 600)$ А/м $= (H, \alpha) = (750 \text{ А/м}, 39.06^\circ)$ и $\mathbf{H}^{(2)} = (1120, 375)$ А/м $= (1181 \text{ А/м}, 8.758^\circ)$ расчетные значения соответствующих векторов индукции $\mathbf{B}^{(1)} = (B_{||}, B_{\perp}) = (1.574, 0.392)$ Тл и $\mathbf{B}^{(2)} = (1.666, 0.283)$ Тл. Точные значения векторов магнитной индукции, полученные применением аналитических формул из [8]: $\mathbf{B}^{(1)*} = (1.573, 0.394)$ Тл, $\mathbf{B}^{(2)*} = (1.666, 0.286)$ Тл.

В заключение заметим, что подынтегральное выражение в интеграле (1) характеризует изменение плотности коэнергии магнитного поля, затрачиваемой на циклическое намагничивание среды. Полученные результаты легко перенести на аналогичный интеграл для плотности энергии $Hd\mathbf{B}$, использование которого приводит к векторным зависимостям $\mathbf{H}(\mathbf{B})$, а именно $H_1(B_1, B_2)$ и $H_2(B_1, B_2)$ или $H_{||}(B, \alpha)$ и $H_{\perp}(B, \alpha)$ в зависимости от выбранной системы координат.

Примеры использование полученных результатов применительно к анизотропным электротехническим сталям будут предметом специального рассмотрения.

Выводы.

1. Задача построения корректных векторных материальных уравнений для нелинейных анизотропных магнитомягких материалов остается одним из основных резервов повышения точности математических моделей при решении задач магнитостатики в полевой постановке.

2. Эффективным направлением решения указанной проблемы, которое активно развивается в последние годы, является использование энергетического подхода к построению векторных характеристик намагничивания. Однако невозможность непосредственного измерения энергетических потенциалов, сложность аналитического описания и обеспечения точности при двойном дифференцировании для определения тензора дифференциальной магнитной проницаемости делают задачу их конструирования достаточно трудоемкой.

3. Альтернативным методом построения векторных характеристик намагничивания является использование принципа взаимности, который справедлив для сред с обратимыми процессами намагничивания. Его основным преимуществом является возможность непосредственного пересчета характеристик намагничивания в одном из направлений по заданным характеристикам намагничивания в ортогональном направлении без вычисления энергетического потенциала.

4. Установленные в данной статье асимптотические выражения для принципа взаимности, имеющие универсальный характер для произвольных магнитных сред в безгистерезисном приближении, открывают дополнительные возможности оптимизации вычислительных процессов и повышения точности численных методов решения задач магнитостатики в полевой постановке.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Silvester P.P., Gupta R.P. Effective computational models for anisotropic soft B-H curves. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1991, vol. 27, no. 5, pp. 3804-3807. doi: 10.1109/20.104930.
2. Liu J., Basak A., Moses A.J., Shirkoochi G.H. A method of anisotropic steel modelling using finite element method with confirmation by experimental results. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1994, vol. 30, no. 5, pp. 3391-3394. doi: 10.1109/20.312666.
3. Lin D., Zhou P., Badics Z., Fu W.N., Chen Q.M., Cendes Z.J. A new nonlinear anisotropic model for soft magnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, vol. 42, no. 4, pp. 963-966. doi: 10.1109/TMAG.2006.871380.
4. Sabonnadiere J.C., Meunier G. Modelling nonlinear magnetic materials for field computation. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 1990, no. 4, pp. 1027-1054.
5. Bíró O., Außerhofer S., Preis K., Chen Y. A modified elliptic model of anisotropy in nonlinear magnetic materials. *COMPEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2010, vol. 29, no. 6, pp. 1482-1492. doi: 10.1108/03321641011078553.
6. Higuchi S., Nakao T., Takahashi Y., Tokumasu T., Fujiwara K., Ishihara Y. Modeling of two-dimensional magnetic properties based on one-dimensional magnetic measurements. *IEEE*

Transactions on Magnetics, 2012, vol. 48, no. 11, pp. 3486-3489. doi: 10.1109/TMAG.2012.2198878.

7. Martin F., Singh D., Belahcen A., Rasilo P., Haavisto A., Arkkio A. Analytical model for magnetic anisotropy of non-oriented steel sheets. *COMPTEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2015, vol. 34, no. 5, pp. 1475-1488. doi: 10.1108/compel-02-2015-0076.

8. Tolmachev S., Il'chenko O. Mathematical modelling of magnetic properties of non-linear anisotropic medium in anhyseretic approximation. *Proc. of International Conference Modern electrical and energy systems (MEES 2017)*, November 15-17, 2017, Kremenchuk, Ukraine, pp. 316-319. doi: 10.1109/MEES.2017.8248920.

9. Толмачев С.Т., Рожненко Ж.Г. Принцип взаимности для магнитной среды без гистерезиса. *Электричество*, 1992, № 12, С. 51-53.

10. Tolmachev S., Rozhnenko Z. The theory of the defining equations for nonlinear anisotropic materials. *Proc. of the XIII International Symposium on Theoretical Electrical Engineering ISTET'05*, Ukraine, Lviv, 2005, pp. 97-100.

11. Маергоиз И.Д. Итерационные методы расчета статических полей в неоднородных, анизотропных и нелинейных средах. Киев: Наук. думка, 1979. – 210 с.

12. Бортакровский А.С., Пантелеев А.В. Линейная алгебра в примерах и задачах: Учебное пособие. М.: Высш. шк., 2005. – 509 с.

10. Tolmachev S., Rozhnenko Z. The theory of the defining equations for nonlinear anisotropic materials. *Proc. of the XIII International Symposium on Theoretical Electrical Engineering ISTET'05*, Ukraine, Lviv, 2005, pp. 97-100.

11. Маергоиз И.Д. *Итерационные методы расчета статических полей в неоднородных, анизотропных и нелинейных средах*. [Iterative methods for calculating static fields in inhomogeneous anisotropic and nonlinear media]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1979. 210 p. (Rus).

12. Bortakovskiy A.S., Panteleev A.V. *Lineynaya algebra v primerakh i zadachakh: Uchebnoye posobiye*. [Linear algebra in examples and tasks]. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2005. 509 p. (Rus).

Поступила (received) 29.10.2019

Толмачев Станислав Трофимович¹, д.т.н., проф.,

Ильченко Александр Владимирович¹, к.т.н., доц.,

¹ Криворожский национальный университет,

50027, Днепропетровская обл.,

Кривой Рог, ул. Виталия Матусевича, 11,

e-mail: kafem.knu@gmail.com

S.T. Tolmachev¹, A.V. Il'chenko¹

¹ Kryvyi Rih National University,

11, Vitaliy Matusevich Str., Kryvyi Rih, Dnipropetrovsk Region,

50027, Ukraine.

The reciprocity principle for a nonlinear anisotropic medium without hysteresis: theory and practice of application.

The construction of the correct vector material equations for nonlinear anisotropic soft magnetic materials remains one of the main reserves for increasing the accuracy of mathematical models in solving magnetostatic problems in the field formulation. The aim of the work is to establish asymptotic expressions for the reciprocity principle, which is a fundamental property of reversible magnetization processes of nonlinear anisotropic media, and to use the obtained results to optimize the computational process when constructing the vector magnetization characteristic and differential permeability tensor. The potentiality property of the magnetic flux density vector \mathbf{B} in \mathbf{H} -space is used. The main result of the paper is an illustration, using concrete examples, of an alternative method for calculating vector magnetization characteristics for one of the orthogonal families. In order to eliminate the instrumental error and ensure maximum accuracy and reliability of the obtained results, the exact characteristics for the components of the vector magnetization characteristic obtained by differentiating a special analytical expression for the potential were used as initial ones. The principle of reciprocity, by virtue of its universal nature, makes a significant contribution to the theory of nonlinear anisotropic media in the hysteresis-free approximation. Asymptotic expressions for the reciprocity principle are obtained for the first time. The performed computational experiments on the construction of vector characteristics based on the known magnetization characteristics in one of the directions confirm almost complete coincidence with the exact values obtained analytically. The use of asymptotic expressions for the reciprocity principle not only greatly simplifies computational processes for determining the orthogonal magnetization characteristics, but also implements the calculation of differential permeability tensors for arbitrary field values. The proposed method can be implemented in applications for calculating the magnetic field in devices with nonlinear anisotropic magnetically soft materials, primarily with cold rolled sheet electrical steels, which are most used in electrical engineering. References 12, figures 5.

Key words: nonlinear anisotropic medium, vector magnetization characteristics, energy potential, reciprocity principle, asymptotic expressions, magnetic permeability tensor.

REFERENCES

1. Silvester P.P., Gupta R.P. Effective computational models for anisotropic soft B-H curves. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1991, vol. 27, no. 5, pp. 3804-3807. doi: 10.1109/20.104930.

2. Liu J., Basak A., Moses A.J., Shirkoohi G.H. A method of anisotropic steel modelling using finite element method with confirmation by experimental results. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1994, vol. 30, no. 5, pp. 3391-3394. doi: 10.1109/20.312666.

3. Lin D., Zhou P., Badics Z., Fu W.N., Chen Q.M., Cendes Z.J. A new nonlinear anisotropic model for soft magnetic materials. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2006, vol. 42, no. 4, pp. 963-966. doi: 10.1109/TMAG.2006.871380.

4. Sabonnadiere J.C., Meunier G. Modelling nonlinear magnetic materials for field computation. *Journal of Electromagnetic Waves and Applications*, 1990, no. 4, pp. 1027-1054.

5. Bíró O., Außerhofer S., Preis K., Chen Y. A modified elliptic model of anisotropy in nonlinear magnetic materials. *COMPTEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2010, vol. 29, no. 6, pp. 1482-1492. doi: 10.1108/03321641011078553.

6. Higuchi S., Nakao T., Takahashi Y., Tokumasu T., Fujiwara K., Ishihara Y. Modeling of two-dimensional magnetic properties based on one-dimensional magnetic measurements. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol. 48, no. 11, pp. 3486-3489. doi: 10.1109/TMAG.2012.2198878.

7. Martin F., Singh D., Belahcen A., Rasilo P., Haavisto A., Arkkio A. Analytical model for magnetic anisotropy of non-oriented steel sheets. *COMPTEL - The international journal for computation and mathematics in electrical and electronic engineering*, 2015, vol. 34, no. 5, pp. 1475-1488. doi: 10.1108/compel-02-2015-0076.

8. Tolmachev S., Il'chenko O. Mathematical modelling of magnetic properties of non-linear anisotropic medium in anhyseretic approximation. *Proc. of International Conference Modern electrical and energy systems (MEES 2017)*, November 15-17, 2017, Kremenchuk, Ukraine, pp. 316-319. doi: 10.1109/MEES.2017.8248920.

9. Tolmachev S.T., Rozhnenko Z.G. The reciprocity principle for a magnetic medium without hysteresis. *Elektrichestvo*, 1992, no. 12, pp. 51-53. (Rus).

Ю.В. Батыгин, Е.А. Чаплыгин, С.А. Шиндерук

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ТОКА НА ПОВЕРХНОСТИ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКИ В ЛИНЕЙНЫХ ИНСТРУМЕНТАХ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ

Метою роботи є експериментальне визначення характеристик поперечного розподілу щільності імпульсних струмів різної частоти на поверхні листового немагнітного металу між точковими контактами джерела потужності при різних геометрії їх підключення. Методика. Виміри проводилися за допомогою методів, заснованих на відомих положеннях електромагнетизму. Використовувалося модельне низьковольтне обладнання, а також високовольтні джерела потужності з високим рівнем енергії, що запасається. Чисельна обробка результатів вимірювань проводилася за допомогою стандартних програм з пакету «Wolfram Mathematica». Результати. Отримано і проаналізовано просторово-часові форми поперечного розподілу щільності імпульсного струму на поверхні листової заготовки. Наукова новизна. Вперше отримано чисельні оцінки ступеня поперечної концентрації струму і встановлено залежність даного параметру від часових характеристик струму, а також від способу підключення контактів джерела потужності. Практичне значення. Результати досліджень дозволяють створювати нові більш ефективні лінійні інструменти магнітно-імпульсного притягання листових металів, що засновані на силовій взаємодії провідників з односпрямованими струмами. Бібл. 10, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: вимірювання просторово-часового розподілу струмів, листовий метал, лінійний інструмент, магнітно-імпульсне притягання, пояс Роговського.

Целью работы является экспериментальное определение характеристик поперечного распределения плотности импульсных токов разной частоты на поверхности листового немагнитного металла между точечными контактами источника мощности при различной геометрии их подключения. Методика. Измерения проводились с помощью методов, основанных на известных положениях электромагнетизма. Использовалось модельное низковольтное оборудование, а также высоковольтные источники мощности с высоким уровнем запасаемой энергии. Численная обработка результатов измерений проводилась с помощью стандартных программ из пакета «Wolfram Mathematica». Результаты. Получены и проанализированы пространственно-временные формы поперечного распределения плотности импульсного тока на поверхности листовой заготовки. Научная новизна. Впервые получены численные оценки степени поперечной концентрации тока и установлена зависимость данного параметра от временных характеристик тока, а также от способа подключения контактов источника мощности. Практическое значение. Результаты исследований позволяют создавать новые более эффективные линейные инструменты магнитно-импульсного притяжения листовых металлов, основанные на силовом взаимодействии проводников с однонаправленными токами. Библ. 10, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: измерение пространственно-временного распределения токов, листовая металл, линейный инструмент, магнитно-импульсное притяжение, пояс Роговского.

Введение. Техника сильных импульсных токов и их магнитных полей находит всё более широкое применение в современных промышленных технологиях обработки металлов давлением [1]. Данный факт обусловлен появлением новых сплавов, обладающих высокими прочностными показателями и малым удельным весом. Как следует из производственной практики, наработанные традиционные схемы и соответствующее оборудование не позволяют, например, осуществить формовку изделий из многих сплавов на основе алюминия. Препятствием к успешной реализации традиционной технологии является разрушение формируемых образцов, поскольку требуемые усилия существенно превышают предел текучести их материалов. Использование методов магнитно-импульсной обработки металлов (МИОМ) решает эту проблему, поскольку при кратковременном силовом воздействии допустимые относительные деформации значительно возрастают [1, 2]. Инструменты технологического типа позволяют практически реализовать эффективную штамповку изделий из плоских листовых проводников. Очевидно, что амплитуды возбуждаемых электродинамических усилий существенным образом зависят от пространственно-временного распределения токов, протекающих в металле обрабаты-

ваемого объекта [1]. Данный факт определяет актуальность темы исследований.

Краткий обзор литературы. Отдельные попытки практической апробации линейных инструментов магнитно-импульсного притяжения заданных участков листовых металлов для удаления вмятин в кузовных покрытиях автомобилей впервые были представлены авторами публикаций [2, 3]. Продолжение работ в данном направлении описано в научных изданиях [4-6]. Здесь впервые заложены теоретические основы действенности инструментов подобного типа [4] и защищённые патентами технические решения их конструктивного исполнения [5]. Авторами публикации [6] выполнены численные оценки характеристик магнитно-импульсного притяжения металлов с низкой удельной электропроводностью.

Для ясности дальнейшего изложения следует остановиться на физике процессов в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения, принцип действия которых основан на силовом взаимодействии проводников с однонаправленными токами [7]. Конструктивно, инструменты подобного типа содержат два геометрически параллельных проводника, включаемых в цепь разрядного контура высоковольт-

© Ю.В. Батыгин, Е.А. Чаплыгин, С.А. Шиндерук

ного источника мощности. Один из проводников – это основной токопровод (аналог индуктора в магнитно-импульсной обработке металлов [1, 4]), второй – это участок листового металла, подлежащий деформированию. Согласно закону Ампера, между параллельными проводниками с однонаправленными токами возникают силы электродинамического притяжения [7]. При жёсткой механической фиксации основного токопровода металл вмятины будет притягиваться к его рабочей поверхности [2, 3].

Отличительной особенностью представленных инструментов притяжения является наличие контактного электрического включения участка листового металла, подлежащего деформированию, непосредственно в цепь разрядного контура высоковольтного источника мощности. В этой связи особое значение приобретает вопрос о поперечном распределении токов, протекающих между контактами подсоединения, на поверхности объекта силового воздействия.

Первые количественные оценки характеристик функции распределения плотности тока на поверхности листового металлического образца между контактами подключения высоковольтного источника мощности были описаны в авторских патентах [5]. Результаты исследований аналогичных вопросов, направленных на создание эффективных инструментов прогрессивных магнитно-импульсных технологий силовой обработки металлов с разными электрофизическими характеристиками представлены также в работах [8, 9].

В целом, анализ известных публикаций показывает, что результаты всех предшествующих работ требуют дальнейшего развития.

Конкретизируем задачу исследования. Так, главным показателем, определяющим эффективность силового взаимодействия параллельных токов (один в основном токопроводе, второй металл с вмятиной), является степень их «растекания» в поперечном направлении. Очевидно, если «растекание» отсутствует, имеет место максимальная сила притяжения. В противном случае её интегральное значение падает. В этой связи решение задачи оценки характеристик пространственно-временного распределения токов в проводниках необходимо для определения, в первую очередь, возможностей собственно метода, основанного на силовом взаимодействии магнитных полей однонаправленных параллельных токов.

Решение указанной задачи возможно путем экспериментальной оценки с помощью 2-х различных подходов. Первый предполагает непосредственное измерение поверхностного распределения линейной плотности тока, протекающего между контактами подключённого источника. Второй – измерение токов, протекающих в выделенных зонах поперечного распределения. Совокупность результатов первого и второго экспериментальных подходов позволяет установить уровень достоверности теоретических оценок.

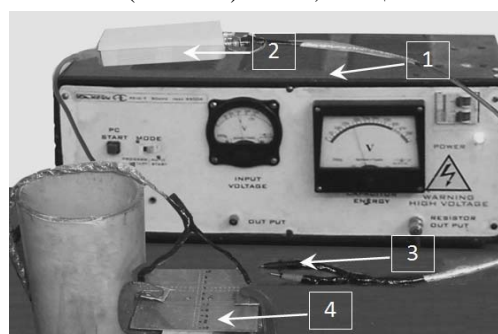
Целью работы является экспериментальное определение характеристик поперечного распределения плотности импульсных токов разной частоты на поверхности листового немагнитного металла между

точечными контактами источника мощности при различной геометрии их подключения.

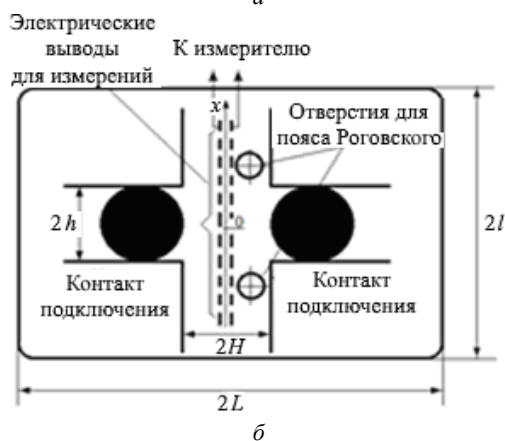
Отметим, что методология проведения настоящих экспериментов, методы измерений, численная обработка полученных результатов с использованием пакета стандартных программ «Wolfram Mathematica» выполнены в соответствии с методологией и алгоритмам вычислений, описанными в [2, 3, 7, 10].

Оборудование и объект исследования показаны на рис. 1:

1. Источник мощности – низковольтный генератор токовых импульсов.
2. Цифровой осциллограф – PV6501.
3. Согласующее устройство цилиндрического типа, обеспечивающее понижение рабочих частот возбуждающего тока до значений $\sim 1,5 \dots 2$ кГц.
4. Объект исследования – образец листового немагнитной стали $\sim (150 \times 150) \cdot 10^{-3}$ м, толщиной $\sim 2 \cdot 10^{-3}$ м.



а



б

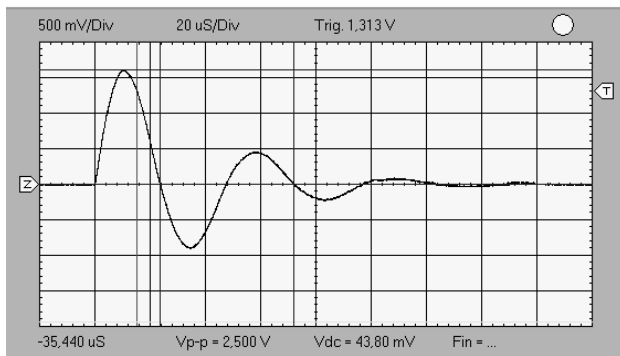
Рис. 1. Экспериментальное оборудование и объект исследования: а – комплекс для моделирования электромагнитных процессов в МИОМ: 1 – низковольтный генератор токовых импульсов, 2 – осциллограф, 3 – измерительные щупы, 4 – образец листового немагнитной стали; б – стальной образец как объект исследования в принятой схеме эксперимента

Измерение поперечного распределения линейной плотности тока проводилось в центральной части листового металла при вариации рабочих частот протекающего тока и различных расстояниях между контактами подключения источника.

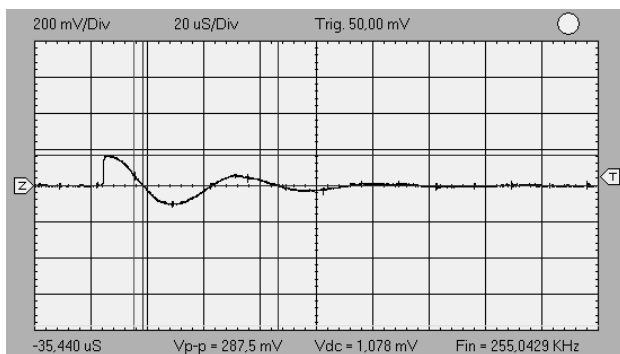
Вариант № 1, высокочастотный сигнал. Рабочая частота в импульсе ~ 20 кГц. Расстояния между контактами $2H = 0,1$ м и $2H = 0,02$ м.

Вариант № 2, низкочастотный сигнал. Рабочая частота в импульсе $\sim 1,5 \dots 2$ кГц. Расстояния между контактами $2H = 0,1$ м и $2H = 0,02$ м. Диаметр контактов подключения $\sim \varnothing 0,005$ м.

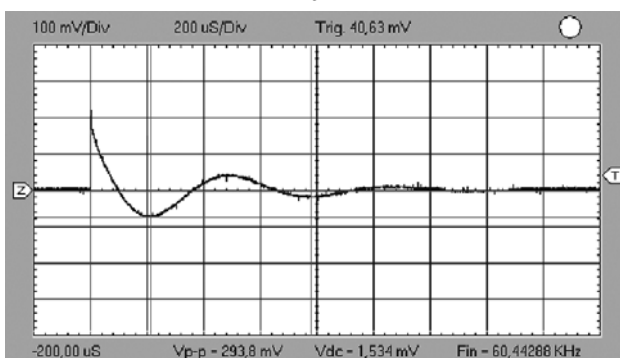
Результаты измерений представляют осциллограммы токовых импульсов (рис. 2).



а



б



в

Рис. 2. Осциллограммы токовых импульсов в эксперименте: а – сигнал, подаваемый на контакты, частота ~ 21,1 кГц; б – сигнал, снимаемый с электрических выводов, частота ~ 21,1 кГц; в – сигнал, подаваемый на контакты, частота ~ 1,8 кГц

Первое, что следует отметить, как особенность в реализации эксперимента, это изменение временной формы токового импульса при понижении рабочей частоты (~ 1,8 кГц, рис. 2,в) в сравнении с частотой сигнала непосредственно от источника (~ 21,1 кГц, рис. 2,а). Данное обстоятельство обусловлено влиянием согласующего устройства, которое, фактически, представляет собой импульсный трансформатор с первичной многовитковой проволочной обмоткой и вторичной одновитковой обмоткой в виде тонкостенного алюминиевого цилиндра с продольным разрезом. Ток, индуцированный в тонкостенном металле, как показано авторами [4], имеет вид производной по времени от тока в первичной обмотке, что собственно и иллюстрируется осциллограммами на рис. 2,а и рис. 2,в.

Добавим, что измерение тока, подаваемого на контакты, производилось осциллографированием напряжения на малоиндуктивном омическом шунте, включённом последовательно в цепи источника с нагрузкой в виде образца листового металла. Здесь имела место активная, то есть, прямо пропорциональная, связь между снимаемым напряжением и протекающим током.

Поперечное распределение линейной плотности тока. Измеряемый сигнал снимался с электрических выводов, впаянных в металл листа соответственной геометрии на рис. 2,б. Результаты измерений в различных точках нормировались на центральный максимум. Конечные данные экспериментов оформлены в относительных единицах (ось аппликат) и представлены как графические зависимости по осевой линии между контактами подключения источника (ось абсцисс). Абсолютная координата абсциссы – «X» нормируется на расстояние между контактами подключения источника, относительная координата абсциссы – $x_0 = (x / 2H)$ (рис. 3-6).

Вариант № 1, высокочастотный сигнал, $f = 21,1$ кГц.

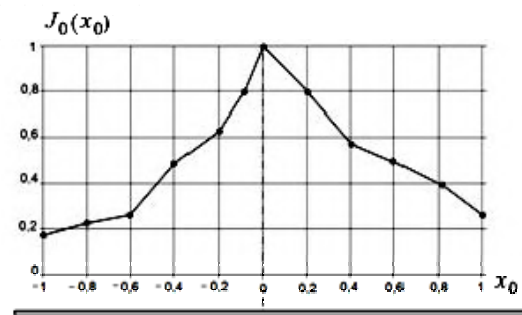


Рис. 3. Распределение линейной плотности тока в относительных единицах (нормировка на максимум) при $f = 21,1$ кГц, $2H = 0,1$ м

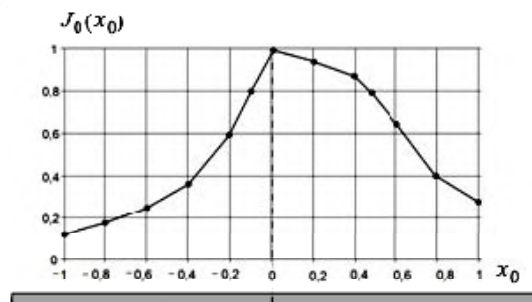


Рис. 4. Распределение линейной плотности тока в относительных единицах (нормировка на максимум) при $f = 21,1$ кГц, $2H = 0,02$ м

Вариант № 2, низкочастотный сигнал, $f = 1,8$ кГц.

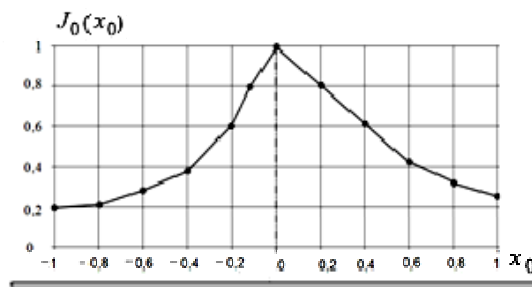


Рис. 5. Распределение линейной плотности тока в относительных единицах (нормировка на максимум) при $f = 1,8$ кГц, $2H = 0,1$ м

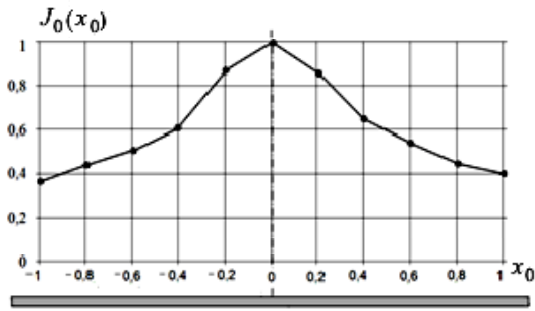


Рис. 6. Распределение линейной плотности тока в относительных единицах (нормировка на максимум) при $f = 1,8$ кГц, $2H = 0,02$ м

Графические иллюстрации исследованных электромагнитных процессов следует дополнить численными оценками степени концентрации тока в поперечном измерении. Данный показатель обозначим η и определим как отношение соответствующих площадей криволинейных трапеций (определённых интегралов),

$$\eta = \frac{S_l}{S_L} \cdot 100\%, \quad (1)$$

где S_l – площадь криволинейной трапеции с основанием, равным l (l – длина выделенной зоны, где определяется концентрация тока), S_L – площадь криволинейной трапеции с наибольшим основанием $L = 2H$.

Результаты вычислений сведены в табл. 1.

Таблица 1

№		Степень концентрации тока в выделенной зоне			
		Частота, $f = 21$ кГц		Частота, $f = 1,8$ кГц	
Характеристики процесса		Выделенная зона, $0,1(2H)$	Выделенная зона, $0,5(2H)$	Выделенная зона, $0,1(2H)$	Выделенная зона, $0,5(2H)$
Расстояние между контактами					
1	$2H = 0,1$ м	$\eta = 11\%$	$\eta = 65\%$	$\eta = 12\%$	$\eta = 56\%$
2	$2H = 0,02$ м	$\eta = 9\%$	$\eta = 71\%$	$\eta = 8\%$	$\eta = 63\%$

Выделенная зона – это участок, центр которого совпадает с началом отсчёта на оси абсцисс в графике поперечного распределения линейной плотности тока.

Обобщение данных приведенных в табл. 1 показывает, что в исследованной системе степень поперечной концентрации тока определяется, в основном, длиной выделенной зоны l . Так, в зоне с $l = 0,1(2H)$, что в первом приближении много меньше расстояния между контактами, в среднем и вне зависимости от частоты концентрируется $\sim 10\%$ протекающего тока. В зоне с $l = 1,0(2H)$, равной расстоянию между контактами, опять же в среднем и вне зависимости от частоты концентрируется $\sim 60...65\%$ протекающего тока, вне данной зоны протекает $30...35\%$ его интегральной величины.

В целом, анализ результатов измерений поперечного распределения плотности тока выявил следующие закономерности:

1. Вне зависимости от временных параметров электромагнитных процессов, расстояние между контактами оказывает существенное влияние на форму поперечного распределения линейной плотности тока, протекающего между ними.

2. При уменьшении расстояния распределение становится более «пологим» (ближе к «прямоугольному»), величина максимума в центре не ярко выражена.

3. При увеличении расстояния между контактами распределение приобретает «треугольную» форму с ярко выраженным центральным максимумом.

4. При понижении частоты сигнала в импульсе (вне зависимости от расстояния между контактами подключения источника питания) имеет место более интенсивное растекание тока по ширине листового образца. Данный факт можно объяснить сравнением токораспределения по поперечному сечению проводника в двух предельных физических идеализациях. В случае скин-эффекта (сверхвысокие частоты) ток стремится вытянуться в линию между контактами. Для постоянного тока (сверхнизкие частоты) имеет место равномерное распределение по всему объёму проводника.

5. Степень концентрации протекающего тока относительно центра системы слабо зависит от его временных характеристик и определяется, в основном, поперечными размерами зоны, где рассматривается собственно его концентрация. Вне зоны с длиной, равной расстоянию между контактами подключения источника, протекает около трети величины всего тока, поступающего в систему.

Полученные результаты дополним измерениями интегральных характеристик токораспределения в условиях подключения реального источника мощности – высоковольтной магнитно-импульсной установки.

Модельные измерения линейной плотности тока на поверхности листового образца проиллюстрировали функциональные соотношения степени концентрации протекающего тока и размера зоны на поперечной оси между контактами. Однако, конечные количественные оценки, полученные численной обработкой результатов модельных экспериментов, требуют подтверждения в реальных условиях работы инструмента магнитно-импульсного притяжения, когда рабочие величины токов составляют десятки тысяч ампер.

Измерительный комплекс и его особенности:

1. Измерения проводились с помощью пояса Роговского, охватывающего проводник (листовой образец) с измеряемым током.

2. Основная характеристика пояса Роговского – это его, так называемая, постоянная (позволяет пересчитывать э.д.с., индуцируемую в витках пояса, в реальный ток, протекающий по проводнику) составляла – $G = 13$ кА/В.

3. Через интегрирующую цепочку (интегратор) пояс Роговского подключается к импульсному осциллографу. Схематически, проведение измерений иллюстрируется графикой на рис. 7.

4. По осциллограммам измерялась э.д.с. в поясе Роговского, после чего с помощью постоянной пояса определялся ток в проводнике.

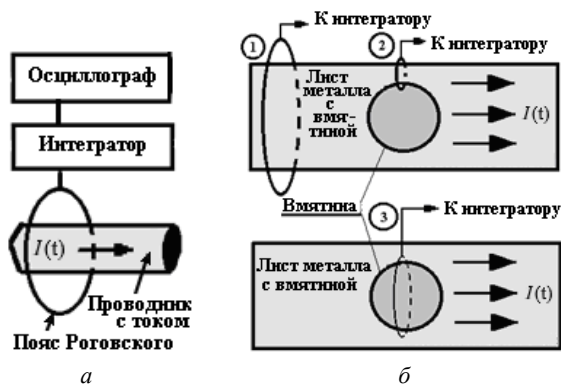


Рис. 7. Схемы измерения токов в эксперименте: *а* – измерение тока в произвольном проводнике с помощью пояса Роговского; *б* – измерения токов в листовом металле с вмятиной

Эксперименты проводились на базе силового оборудования кафедры инженерной электрофизики НТУ «ХПИ» в рамках договора о научно-техническом сотрудничестве между кафедрой физики ХНАДУ и кафедрой инженерной электрофизики НТУ «ХПИ».

Измерения. Результаты:

1. Измерения проводились в рабочем режиме магнитно-импульсной установки с запасаемой энергией 10 кДж – МИУ-10 (разработка НТУ «ХПИ») с рабочим напряжением на емкостном накопителе – $U = 5,5$ кВ и рабочей частотой тока в импульсе $\sim 6,75$ кГц.

2. Расстояние между контактами подключения источника мощности к листовому образцу составляла $\sim 0,1$ м.

3. Листовой образец в поперечном направлении разделён на равные по ширине участки: 1 – образец в целом, 2 – участки вне вмятины ($\sim 1/3$ ширины образца), 3 – участок с вмятиной ($\sim 1/3$ ширины образца).

4. Токи в листовом металле (по участкам) – I_1, I_2, I_3 измерялись с помощью пояса Роговского согласно схеме на рис. 7,а.

Результаты измерений. Согласно выделенным участкам на листовом металле – $I_1 = 32,5$ кА, $I_2 = 14,3$ кА, $I_3 = 7,8$ кА.

Суммарный ток в листовом образце:

– суммирование результатов измерений:

$$I_{1\text{-calc}} = 2I_2 + I_3 = 36,4 \text{ кА};$$

– непосредственное измерение:

$$I_{1\text{-meas}} \approx 32,5 \text{ кА}.$$

Уровень достоверности результатов измерений, определяемый величиной расхождения между данными расчёта и измерений ($I_{1\text{-calc}}$ и $I_{1\text{-meas}}$), не превышает ~ 12 %, что вполне приемлемо для практики МИОМ [1, 4].

Отношение токов во вмятине и в заготовке (показатель концентрации): $\eta = I_3/I_1 = 7,8/32,5 = 24$ %.

Отметим, что аналогичная величина в модельных экспериментах, усреднённая по частотам, не превышает 30 %.

В целом, измерения токораспределения на поверхности листового образца, проведенные в реальных условиях подключения к высоковольтному источнику мощности, не выявили существенных отклонений в оценке степени концентрации протекающего

тока как функции выделенной величины участка вдоль поперечной оси между контактами от результатов модельных экспериментов.

Выводы.

1. Установлено, что степень поперечной концентрации тока в листовом металле относительно центра системы в диапазоне рабочих частот $\sim 1,8 \dots 22$ кГц весьма слабо зависит от его временных характеристик.

2. Обосновано, что уровень поперечной концентрации тока в условно выделенной полосе, связывающей контакты подключения, существенным образом зависит от соотношения ширины этой полосы и поперечных размеров контактного подключения. Причём наименьший ток концентрируется в полосе, ширина которой много меньше расстояния между контактами ($\leq 11 \dots 16$ %).

3. Показано, что при уменьшении расстояния между контактами подключения источника растёт степень поперечной концентрации протекающего тока. При достаточно малом расстоянии (приблизённо равным ширине собственно контактов) уровень концентрации может достигать значений $\sim 65 \dots 80$ %.

4. Впервые получены экспериментально обоснованные результаты численной оценки степени поперечной концентрации тока на поверхности листовой заготовки в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения, установлена зависимость данного параметра от временных характеристик тока, а также от способа подключения контактов источника мощности, что позволяет создавать новые более эффективные линейные инструменты магнитно-импульсного притяжения листовых металлов, основанные на силовом взаимодействии проводников с однонаправленными токами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*, 2011, vol. 211, no. 5, pp. 787-829. doi: 10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012.
2. Бондаренко А.Ю., Финкельштейн В.Б., Степанов А.А., Экспериментальная апробация электродинамической системы с прямым пропуском тока для внешней рихтовки автомобильных кузовов. *Электротехника і електро механіка*, 2014, № 4, С. 50-52. doi: 10.20998/2074-272X.2014.4.09.
3. Бондаренко А.Ю. Финкельштейн В.Б., Гаврилова Т.В. Внешняя рихтовка кузовов автотранспорта с помощью электродинамических систем при прямом пропуске импульсного тока. *Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автомобіле- та тракторобудування*, 2014, № 9 (1052), С. 66-72.
4. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. Electromagnetic metal forming for advanced processing technologies. – Springer International Publ. AG, 2018. – 93 p. doi: 10.1007/978-3-319-74570-1.
5. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. A brief review. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: 10.20998/2074-272X.2018.3.06.
6. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. Numerical estimates of currents and forces in linear tools of the magnetic-pulse attraction of metals. Part I: Low electrical conductance metals. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 40-44. doi: 10.20998/2074-272X.2019.5.07.

7. Griffiths D.J. *Introduction to Electrodynamics*. 4th Edition. Cambridge University Press. United Kingdom, 2017. – 620 p.
8. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A. Calculation of fields and currents in the induction system with the attractive screen and the additional coil as a tool for the straightening. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 57-62. (Rus). doi: [10.20998/2074-272X.2015.1.11](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.1.11).
9. Imbert J.M., Winkler S.L., Worswick M.J., Olivera D.A., Golovashchenko S. The effect of tool-sheet interaction on damage evolution in electromagnetic forming of aluminum alloy sheet. *Journal of Engineering Materials and Technology*, 2005, vol. 127, no.1, pp. 145-153. doi: [10.1115/1.1839212](https://doi.org/10.1115/1.1839212).
10. Gnatov A., Argun S., Ulyanets O. Joint innovative double degree master program «Energy-saving technologies in transport». *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: [10.1109/ukrcon.2017.8100442](https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100442).

REFERENCES

1. Psyk V., Risch D., Kinsey B.L., Tekkaya A.E., Kleiner M. Electromagnetic forming – A review. *Journal of Materials Processing Technology*, 2011, vol. 211, no. 5, pp. 787-829. doi: [10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012](https://doi.org/10.1016/j.jmatprotec.2010.12.012).
2. Bondarenko A.Y., Finkelshtein V.B., Stepanov A.A. Experimental approbation of an electrodynamic direct electric system for external automobile body repair. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no. 4, pp. 50-52. (Rus). doi: [10.20998/2074-272X.2014.4.09](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2014.4.09).
3. Bondarenko A.Yu., Finkelshteyn V.B., Gavrilova T.V. External straightening basket of the motor transport by means of electro dynamic of the systems at direct drive pulsed current. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Car- and tractorbuilding*, 2014, no. 9 (1052), pp. 66-72. (Rus).
4. Batygin Yu., Barbashova M., Sabokar O. *Electromagnetic metal forming for advanced processing technologies*. Springer International Publ. AG, 2018. 93 p. doi: [10.1007/978-3-319-74570-1](https://doi.org/10.1007/978-3-319-74570-1).
5. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. The main inventions for technologies of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals. A brief review. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no. 3, pp. 43-52. doi: [10.20998/2074-272X.2018.3.06](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2018.3.06).
6. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A., Strelnikova V.A. Numerical estimates of currents and forces in linear tools of the magnetic-pulse attraction of metals. Part 1: Low electrical conductance metals. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no. 5, pp. 40-44. doi: [10.20998/2074-272X.2019.5.07](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2019.5.07).
7. Griffiths D.J. *Introduction to Electrodynamics*. 4th Edition. Cambridge University Press. United Kingdom, 2017. 620 p.
8. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shinderuk S.A. Calculation of fields and currents in the induction system with the attractive screen and the additional coil as a tool for the straightening. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no. 1, pp. 57-62. (Rus). doi: [10.20998/2074-272X.2015.1.11](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.1.11).
9. Imbert J.M., Winkler S.L., Worswick M.J., Olivera D.A., Golovashchenko S. The effect of tool-sheet interaction on damage evolution in electromagnetic forming of aluminum alloy sheet. *Journal of Engineering Materials and Technology*, 2005, vol. 127, no.1, pp. 145-153. doi: [10.1115/1.1839212](https://doi.org/10.1115/1.1839212).
10. Gnatov A., Argun S., Ulyanets O. Joint innovative double degree master program «Energy-saving technologies in transport». *2017 IEEE First Ukraine Conference on Electrical and Computer Engineering (UKRCON)*, May 2017. doi: [10.1109/ukrcon.2017.8100442](https://doi.org/10.1109/ukrcon.2017.8100442).

Поступила (received) 04.07.2019

*Батыгин Юрий Викторович*¹, *д.т.н., проф.*,
*Чаплыгин Евгений Александрович*¹, *к.т.н., доц.*,
*Шиндерук Светлана Александровна*¹, *к.т.н., доц.*,
¹ Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет,
 61002, Харьков, ул. Ярослава Мудрого, 25,
 тел/phone +380 57 7003852,
 e-mail: yu.v.batygin@gmail.com; chaplygin.e.a@gmail.com;
s.shinderuk.2016102@ukr.net

*Yu.V. Batygin*¹, *E.A. Chaplygin*¹, *S.A. Shinderuk*¹
¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
 25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkov, 61002, Ukraine.

Experimental investigation of the current distribution on the sheet blank surface in linear tools of magnetic-pulsed attraction.

Purpose. The purpose of the present work consists in the characteristics experimental determination of the pulsed current transverse distribution on the surface of a sheet non-magnetic metal between the point contacts of the power source with different geometry of their connection under operating frequencies variation. **Methodology.** The measurements were carried out using methods based on the known positions of electromagnetism. The simulating low-voltage equipment was used, as well as high-voltage power sources with a high level of the stored energy. Numerical processing of the measurement results was carried out using standard programs from the «Wolfram Mathematica» package. **Results.** The space-temporal shapes of the pulsed current density transverse distribution on the surface of the sheet blank were obtained and analyzed. It is established that the degree of transverse current concentration in sheet metal relative to the center of the system in the operating frequency range of ~ 1.8...22 kHz depends very little on its temporal characteristics. It was found that the level of the transverse current concentration in the conditionally allocated band connecting the contacts of connection depends significantly on the ratio of the width of this band and the transverse dimensions of the contact connection. Moreover, the smallest current is concentrated in a strip whose width is much less than the distance between the contacts ($\leq 11...16\%$). **Originality.** For the first time, the numerical estimates degree of the current transverse concentration are obtained and the dependence of this parameter on the temporal characteristics of the current, as well as on the method of connecting the power source contacts, is established. **Practical value.** The research results will allow creating the new more efficient linear tools of magnetic-pulsed attraction of sheet metals, based on the force interaction of conductors with unidirectional currents. References 10, tables 1, figures 7.

Key words: measurement of the current space-temporal distribution, sheet metal, linear tool, magnetic-pulsed attraction, Rogowski coil.

А.В. Беспрозванных, И.А. Костюков

МЕТОД ВЕЙВЛЕТ АНАЛИЗА ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ ПАРАМЕТРОВ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ АБСОРБЦИИ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫХ КОНСТРУКЦИЙ

Встановлено вплив поверхневих і трибозарядов на результати контролю ємності і тангенса кута діелектричних втрат екранованих і неекранованих кабелів з полімерною ізоляцією. Показана неефективність фільтрації спектрів часових рядів за допомогою фільтра низьких частот на основі прямого перетворення Фур'є. На прикладі неекранованого кабелю представлено багаторівневе вейвлет розкладання часових рядів параметрів і показана ефективність застосування вейвлет перетворення для виявлення високочастотних і низькочастотних компонент у вимірних значеннях. Обґрунтовано оптимальний рівень розкладання параметрів діелектричної абсорбції неекранованого і екранованого кабелів за допомогою вейвлета Добіши 12 порядку. Доведено ефективність методу вейвлет аналізу часових рядів параметрів діелектричної абсорбції щодо підвищення точності контролю та діагностики твердої полімерної ізоляції електроізоляційних конструкцій. Бібл. 17, рис. 8.

Ключові слова: параметри діелектричної абсорбції, ємність, тангенс кута діелектричних втрат, спектр часових рядів, фільтр низьких частот, рівні розкладання, апроксимація та деталізація, вейвлет перетворення.

Установлено влияние поверхностных и трибозарядов на результаты контроля емкости и тангенса угла диэлектрических потерь экранированных и неэкранированных кабелей с полимерной изоляцией. Показана неэффективность фильтрации спектров временных рядов с помощью фильтра низких частот на основе прямого преобразования Фурье. На примере неэкранированного кабеля представлено многоуровневое вейвлет разложение временных рядов параметров и показана эффективность применения вейвлет преобразования для выявления высокочастотных и низкочастотных компонент в измеренных значениях. Обоснован оптимальный уровень разложения параметров диэлектрической абсорбции неэкранированного и экранированного кабелей с помощью вейвлета Добыши 12 порядка. Показана эффективность метода вейвлет анализа временных рядов параметров диэлектрической абсорбции, обеспечивающего повышение точности контроля и диагностики твердой полимерной изоляции электроизоляционных конструкций. Библ. 17, рис. 8.

Ключевые слова: параметры диэлектрической абсорбции, емкость, тангенс угла диэлектрических потерь, спектр временных рядов, фильтр низких частот, уровни разложения, аппроксимация и детализация, вейвлет преобразование.

Введение. Контроль и диагностика электроизоляционных конструкций с высококачественной твердой полимерной изоляцией по параметрам диэлектрической абсорбции требует оборудования с повышенной чувствительностью и высокой селективностью измерений [1-4]. В объектах контроля всегда присутствует ряд границ раздела, например, изоляция – электрод, изоляция – изоляция. На контактирующих поверхностях происходит перенос свободных поверхностных зарядов. Поверхностная проводимость приводит к флуктуациям измеряемых значений емкости и тангенса угла диэлектрических потерь твердой изоляции, состояние которой определяется. Поверхностная проводимость обуславливает собственные внутренние шумы, существенным образом влияющие на результаты контроля [4]. Для уменьшения влияния поверхностных зарядов все токоведущие части конструкции перед началом измерений заземляются. Время, необходимое для стекания поверхностного заряда, соизмеримо с постоянной времени саморазряда изоляции [4].

Постановка проблемы. Стеkanie поверхностного заряда не приводит к уменьшению разброса измеряемых параметров диэлектрической абсорбции (рис. 1). На рис. 1 представлены результаты измерений электрической емкости (рис. 1,а) и тангенса угла диэлектрических потерь (рис. 1,б) экранированного одножильного силового высоковольтного кабеля: кривые 1 соответствуют измерениям без стекания поверхностных зарядов; кривые 2 – со стеканием заряда. Измерения выполнены при частоте 120 Гц, для которой в наибольшей степени проявляется влияние свободных носителей разряда на результаты измере-

ний в сравнении с данными, полученными при частоте 1 кГц [4].

Очевидно, что одной из основных причин существенного разброса во времени параметров диэлектрической абсорбции, причем в значительной степени (три порядка) тангенса угла диэлектрических потерь (см. рис. 1,б), являются трибозаряды, вызванные трибоэлектризацией конструктивных элементов кабеля [5, 6], что подтверждается результатами измерений контактной разности потенциалов (рис. 2) [5-7]. На регистрации контактной разности потенциалов основана диагностика поверхностных свойств полимерной твердой изоляции кабелей [4-7].

За счет наличия трибозарядов возникает двойной электрический слой [8], а значит и дополнительная электрическая емкость. Значение дополнительной емкости определяется электрофизическими свойствами твердой изоляции, состоянием ее поверхности, наличием примесей и т.д. [8]. Трибозаряды обуславливают внутренние шумы в электроизоляционных конструкциях, маскирующие процессы собственно в самой полимерной изоляции (см. рис. 3).

С другой стороны, при проведении длительных во времени измерений проявляются медленные флуктуации результатов измерений параметров диэлектрической абсорбции, т.е. фликкер-шумы (рис. 4), тем более заметных, чем длиннее интервал наблюдения [4, 6]. Закономерностью таких шумов является рост амплитуды обратно пропорционально частоте (номеру гармоники K) (см. рис. 4). Имеет место также

тепловой шум (шум Джонсона), обусловленный тепловым движением носителей заряда в проводниках электроизоляционных конструкций, в результате чего на его концах возникает флуктуирующая разность потенциалов [4].

Цель статьи – обоснование метода анализа временных рядов параметров диэлектрической абсорбции, обеспечивающего повышение точности контроля и диагностики твердой полимерной изоляции электроизоляционных конструкций, основанного на фильтрации экспериментальных данных с применением вейвлет преобразования.

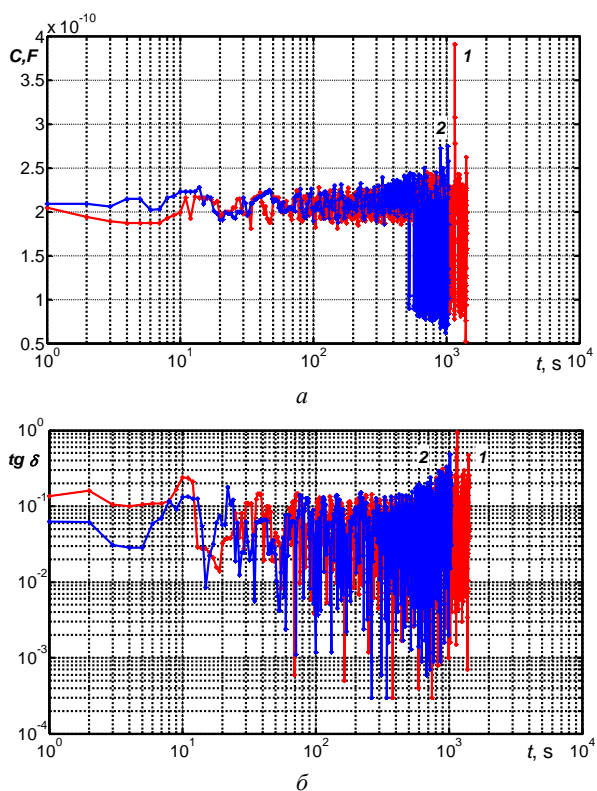


Рис. 1. Влияние стекания поверхностных зарядов на параметры диэлектрической абсорбции в силовом кабеле

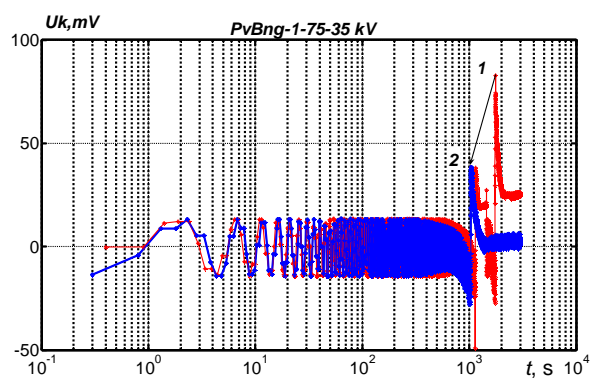


Рис. 2. Контактная разность потенциалов в силовом кабеле с полиэтиленовой шитой изоляцией до стекания (кривая 1) и после стекания (кривая 2) поверхностных зарядов

Фильтрация временных рядов параметров диэлектрической абсорбции с помощью преобразования Фурье. Наличие шумов в результатах измерений параметров диэлектрической абсорбции предопределяет математическую обработку данных с применением прямого и обратного преобразования Фурье [9-14].

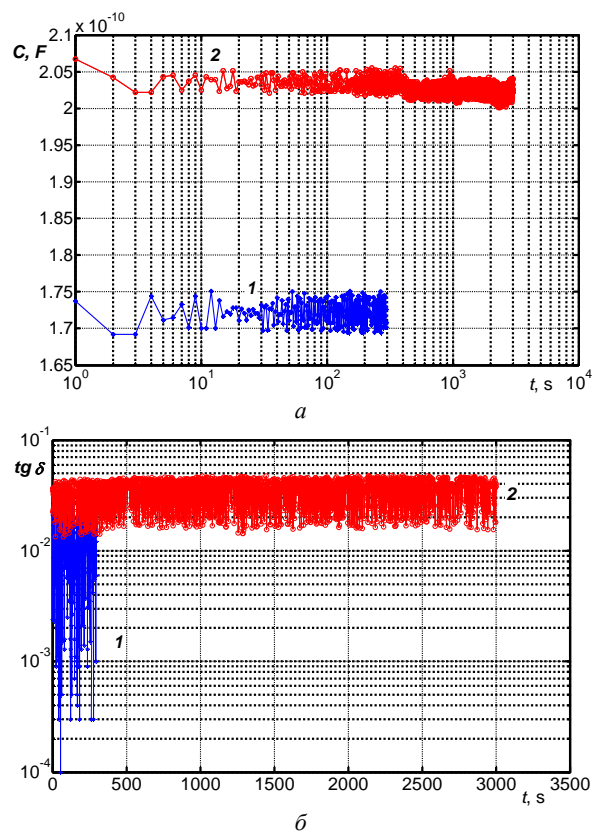


Рис. 3. Влияние трибозарядов на результаты контроля полиэтиленовой изоляции по электрической емкости (a) и тангенсу угла диэлектрических потерь (б) в исходном состоянии (кривая 1) и после терморadiационного старения (кривая 2) силового кабеля

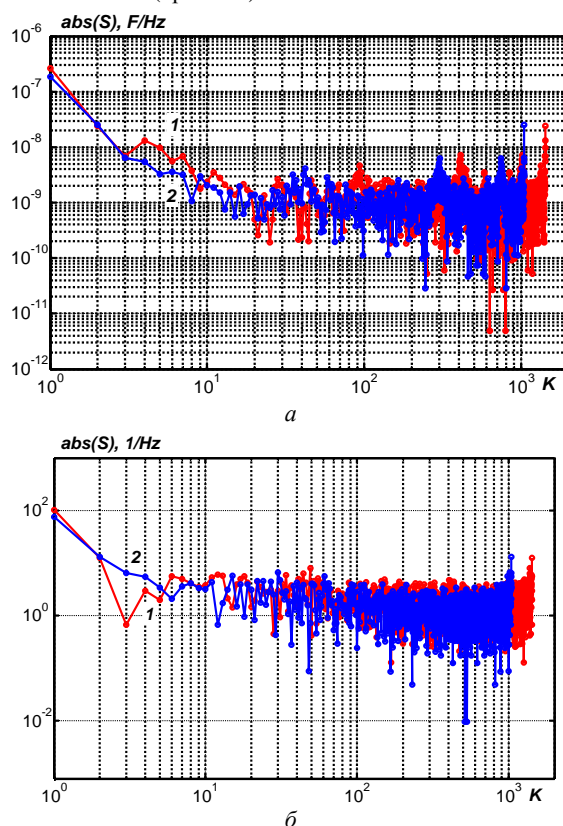


Рис. 4. Спектры электрической емкости (a) и тангенса угла диэлектрических потерь (б) силового кабеля с полиэтиленовой шитой изоляцией до стекания (кривая 1) и после стекания (кривая 2) поверхностных зарядов

Результатом прямого Фурье преобразования является спектральная функция (рис. 4, 5). Преобразование Фурье направлено на выявление гармонических составляющих временного ряда, при этом временной ряд раскладывается на составляющие в виде синусов и косинусов. Затем проводится сравнение исследуемой выборки и ее реакции на гармоническую функцию путем вычисления корреляции. Если в результате сравнения выяснено, что присутствует корреляция, то это означает, что в составе процесса имеются составляющие выбранной частоты. Затем частота гармонической функции изменяется, и процедура сравнения повторяется.

На рис. 5 представлены временные ряды параметров диэлектрической абсорбции витых пар неэкранированного (рис. 5,а) и экранированного (рис. 5,б) кабелей категории 5е. Спектры временных рядов емкости представлены на рис. 6,а,в – кривые 1 для неэкранированного (рис. 6,а) и экранированного (рис. 6,в) кабелей соответственно. Спектры временных рядов тангенса угла диэлектрических потерь представлены на рис. 6,б,г – кривые 1 для неэкранированного (рис. 6,б) и экранированного (рис. 6,г) кабелей соответственно. Фильтрация спектров временных рядов параметров диэлектрической абсорбции с помощью фильтра низких частот 8-о (кривые 2), 12-о (кривые 3) и 24-о (кривые 4) порядков приводит к уменьшению шумов в результатах измерений, но не исключает фликкер-составляющую шумов и искажает результаты, особенно в высокочастотной области (см. кривые 1 – 4 на рис. 6).

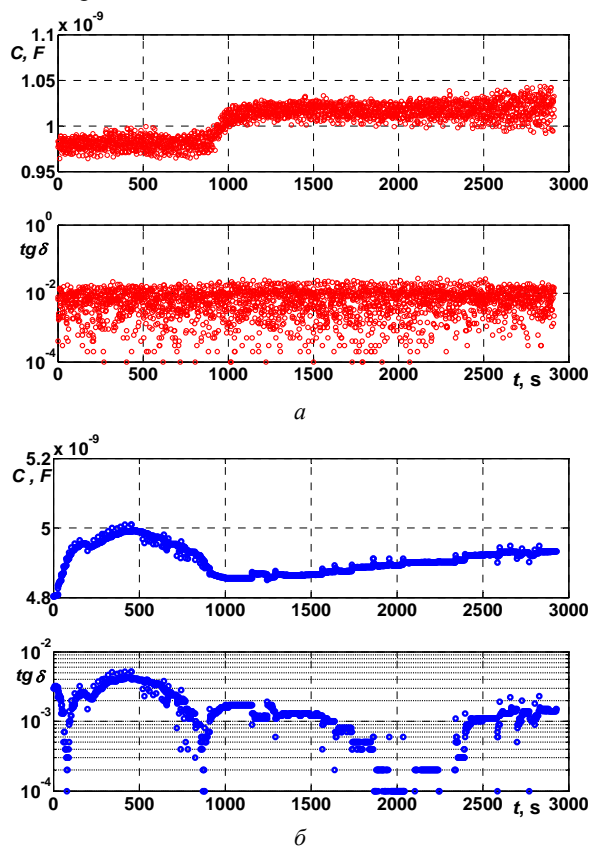


Рис. 5. Временные ряды параметров диэлектрической абсорбции витых пар неэкранированного (а) и экранированного (б) кабелей

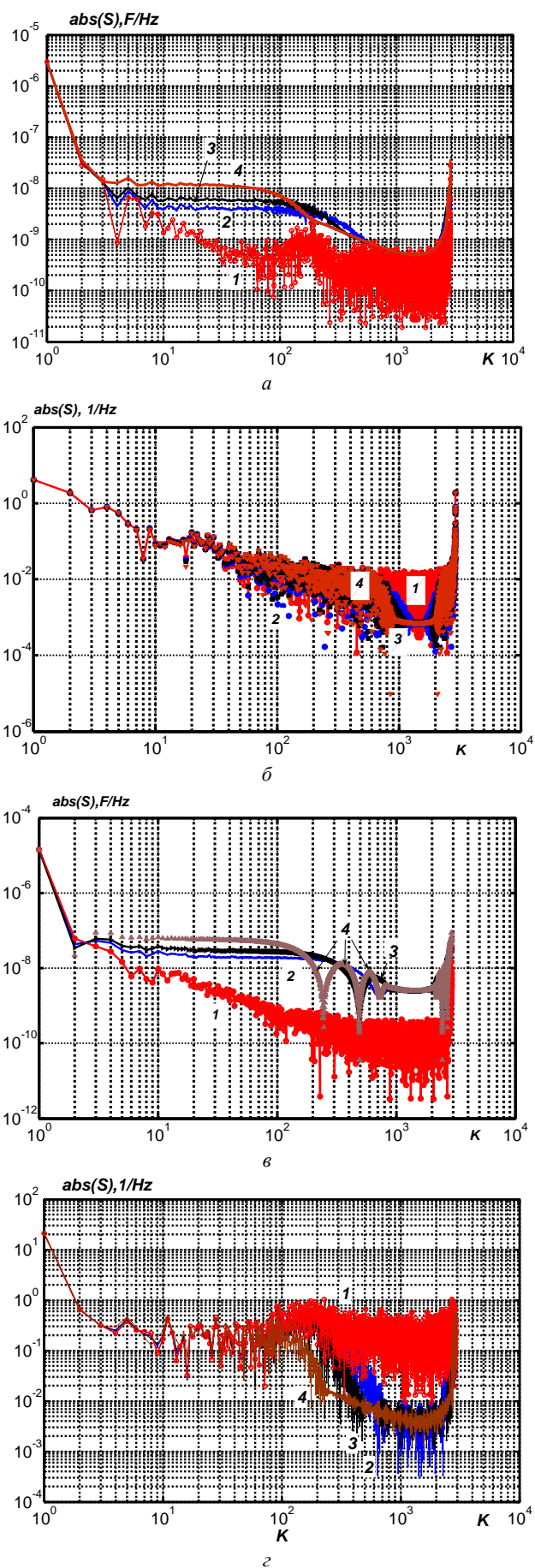


Рис. 6. К эффективности фильтрации измеренных параметров на основе прямого преобразования Фурье

Точное восстановление временных рядов параметров диэлектрической абсорбции после прямого и обратного преобразования Фурье практически невозможно, в частности из-за появления эффекта Гиббса – растекания спектра [11-13]. Причиной растекания спектра является отсутствие локализации во времени функций синуса и косинуса, используемых в рядах Фурье.

Для улучшения локализации по времени применяется, например, метод оконного преобразования Фурье. В качестве оконных функций широко применяются функции Хэннинга, Блэкмена, Барлетта-Хэнна, Гауссовская функция (S -преобразование или преобразование Стоквела) [11-13]. Но достичь одновременно высокого частотного и временного разрешения не удаётся в силу принципа неопределённости Гейзенберга.

Аппроксимация и детализация временных рядов параметров диэлектрической абсорбции с помощью вейвлет преобразования. Учитывая, что в определённые моменты времени, измеряемые параметры (см. рис. 1, рис. 3, 4) изменяются скачкообразно, что обуславливает плохую аппроксимацию тригонометрическими функциями, возникает необходимость применения других, например, вейвлет преобразований [14, 15].

На рис. 7 показан процесс многоуровневого вейвлет разложения временных рядов емкости (рис. 7,а,б при 4-х и 6-и уровне разложения соответственно) и тангенса угла диэлектрических потерь (рис. 7,в,г при 4-х и 6-и уровне разложения соответственно) незэкранированного кабеля на основе витых пар (рис. 5,а).

Такой процесс разложения представляет собой многократное чередование субполосной фильтрации и уменьшения количества отсчетов. Уменьшение количества отсчетов в два раза означает уменьшение частоты квантования в два раза, то есть изменение масштаба по частоте в два раза (см. рис. 7). Это обычное требование для фильтров, используемых в вейвлет разложении. Слева показаны аппроксимации временных рядов (низкочастотные компоненты). Справа – детализации (высокочастотные). В MATLAB вектор с коэффициентами аппроксимации обозначается cA_j , вектор с коэффициентом детализации – cD_j [13]. Первая часть выходного вектора представляет собой набор полусумм из парных отсчетов временных рядов и является огрубленной версией исходных временных рядов, которые «прорежены» в два раза по частоте, т.е. это аппроксимация (приближение) исходных временных рядов. Вторая часть – полуразности парных отсчетов и является набором дополняющей (детализирующей) информации, которая необходима для восстановления исходных временных рядов, т.е. детализация.

При восстановлении временных рядов сначала в последовательности аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов добавляются нулевые элементы, а потом к каждой последовательности применяется свой фильтр для реконструкции измеренных значений.

Вейвлет-анализ временных рядов параметров диэлектрической абсорбции электроизоляционных конструкций. Обнаружение локальных особенностей или выделение отдельных участков в экспериментальных данных необходимо на этапе анализа. Вейвлет-преобразование предоставляет расширенную информа-

цию о результатах измерения, что достигается за счет фильтрации исходных данных от случайных помех, шумов, выбросов, нелинейных искажений (см. рис. 7).

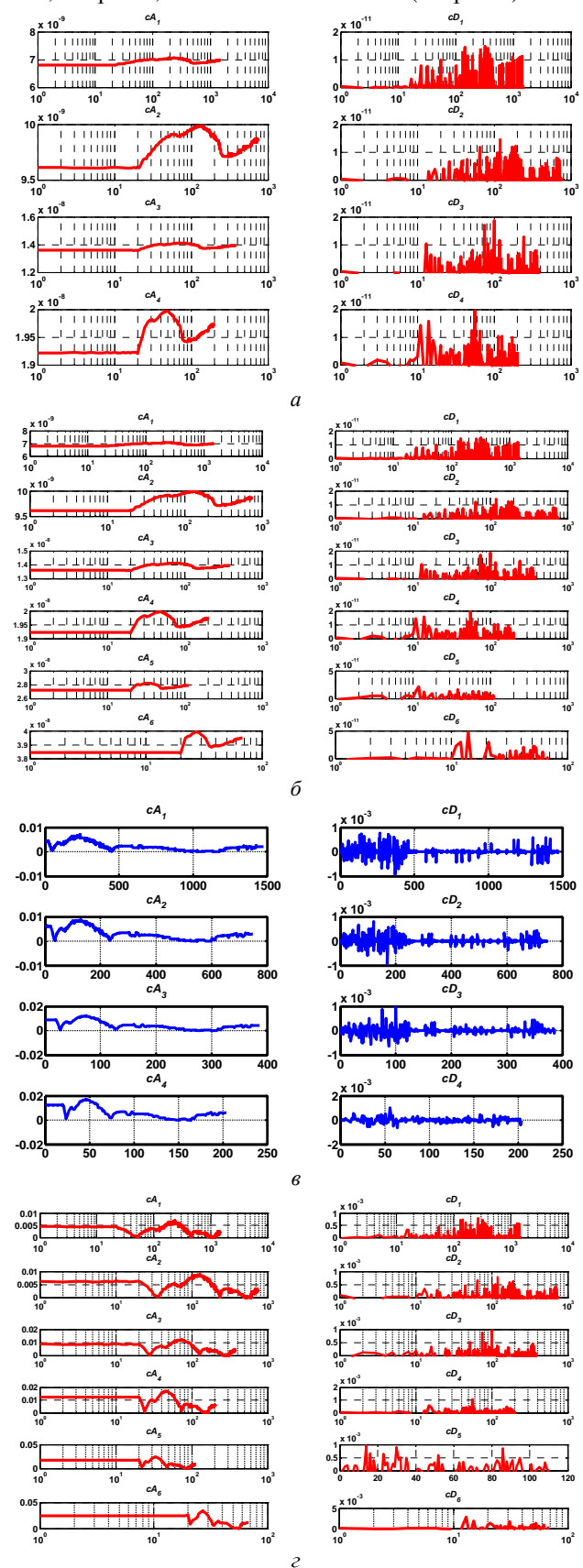


Рис. 7. Многоуровневое разложение с использованием вейвлета Добеши 12 порядка временных рядов параметров диэлектрической абсорбции

Для полной реконструкции временных рядов параметров диэлектрической абсорбции могут быть применены только ортогональные вейвлеты с компактным носителем, например, вейвлеты семейства Добеши [16]. Достоинством данного типа вейвлетов перед другими является то, что их использование не вносит дополнительной избыточности в исходные данные, и временные ряды могут быть полностью восстановлены с использованием квадратурных зеркальных фильтров.

Данный тип вейвлетов рассчитывается при помощи итерационных выражений, а форма зависит от степени полинома и количества рассчитанных коэффициентов [14, 15].

При высоких порядках вейвлета возрастает степень детализации фильтра, тем самым увеличивается качество фильтрации за счет более крутой амплитудно-частотной характеристики, однако также растёт и объем вычислений при преобразовании.

При уменьшении порядка (ширины окна) вейвлета преобразование выделяет все более высокочастотные составляющие, но амплитудно-частотная характеристика при этом более пологая (сравни рис. 7,в и рис. 7,з).

На рис. 8 приведены результаты фильтрации временных рядов параметров диэлектрической абсорбции витых пар неэкранированного (рис. 8,а,б) и экранированного (рис. 8,в,з) кабелей с использованием вейвлета Добеши 12 порядка с разными уровнями разложения. При этом каждый уровень разложения представляет собой фильтр, перекрывающий определенный диапазон независимо от типа анализируемых данных.

Для неэкранированного кабеля временные ряды емкости представлены на рис. 8,а; тангенса угла диэлектрических потерь – на рис. 8,б. Кривые соответствуют: 1 – исходные данные; 2 – разложение с помощью вейвлета Добеши 12 порядка при уровне разложения, равном 4; 3 – уровень разложения равен 10; 4 – уровень разложения равен 14.

Для экранированного кабеля временные ряды емкости представлены на рис. 8,в; тангенса угла диэлектрических потерь – на рис. 8,з. Кривые соответствуют: 1 – исходные данные; 2 – разложение с помощью вейвлета Добеши 12 порядка при уровне разложения, равном 4; 3 – уровень разложения, равен 8.

Наличие экрана обуславливает меньшие шумы при измерениях параметров диэлектрической абсорбции экранированного кабеля и, естественно, при меньшем значении уровня разложения наблюдается более эффективная фильтрация в сравнении с неэкранированным кабелем (сравни кривые 4 и 2 на рис. 8,а,б и рис. 8,в,з соответственно).

Восстановленные временные ряды параметров диэлектрической абсорбции неэкранированного кабеля (см. рис. 8,а,б) при уровне разложения, равном 14, согласуются со средними значениями емкости $4,909 \cdot 10^{-9}$ Ф и тангенса угла диэлектрических потерь 0,001433 [17].

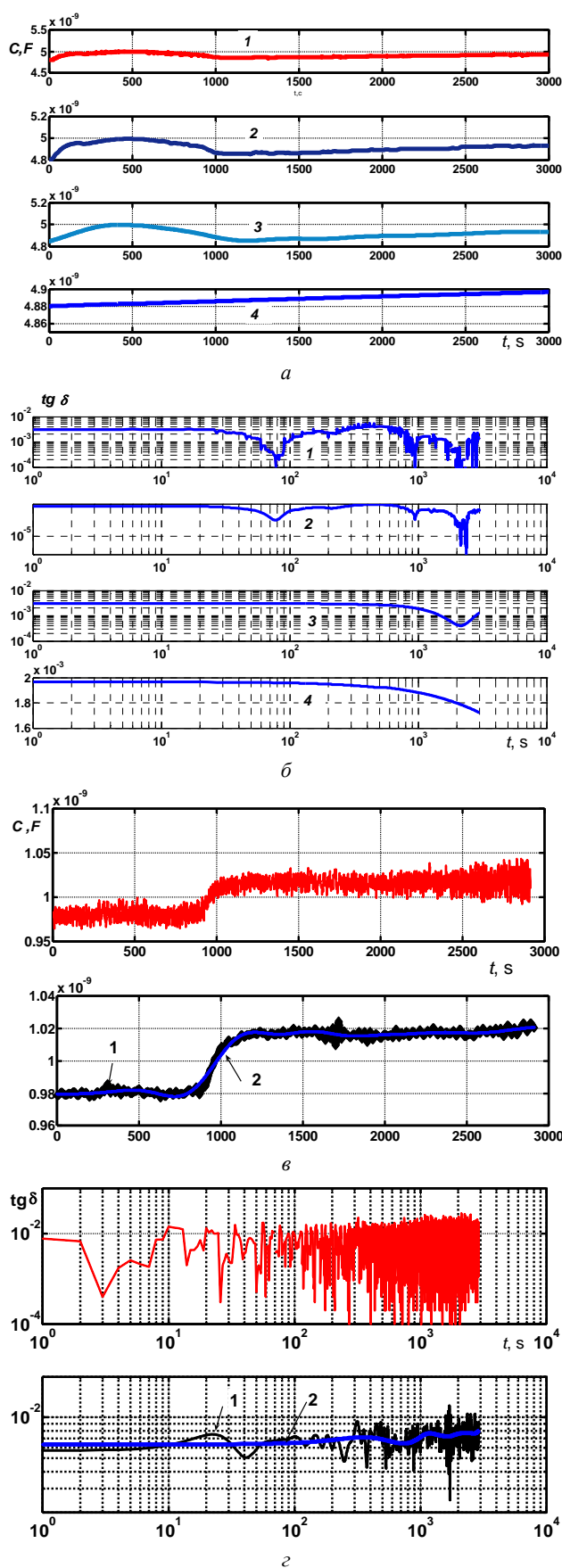


Рис. 8. К выбору оптимального уровня разложения измеренных значений параметров диэлектрической абсорбции неэкранированного (а,б) и экранированного (в,з) кабелей с помощью вейвлета Добеши 12 порядка

Выводы.

На основе длительных во времени измерений установлено влияние поверхностных и трибозарядов на результаты контроля емкости и тангенса угла диэлектрических потерь силовых и информационных кабелей с полиэтиленовой изоляцией. Разброс измеряемых значений тангенса угла диэлектрических потерь за счет влияния трибозарядов может достигать трех (для вновь изготовленных) – одного (состаренных в эксплуатации) порядков, что затрудняет контроль состояния полимерной изоляции.

Показана неэффективность фильтрации спектров временных рядов с помощью фильтра низких частот на основе прямого преобразования Фурье. Установлено значимое искажение результатов в высокочастотной области, особенно при применении фильтров высокого порядка.

На примере неэкранированного кабеля представлено многоуровневое вейвлет разложение временных рядов параметров. Показана эффективность применения вейвлет преобразования для выявления высокочастотных и низкочастотных компонент в измеренных значениях.

Обоснован оптимальный уровень разложения измеренных значений параметров диэлектрической абсорбции витой пары неэкранированного и экранированного кабелей с помощью вейвлета Добеши 12 порядка.

Предложенный впервые метод анализа временных рядов параметров диэлектрической абсорбции с применением вейвлет преобразования позволяет повысить точность контроля и диагностики твердой полимерной изоляции, как на стадии изготовления, так и в эксплуатации электроизоляционных конструкций. Данный метод является основой для создания базы данных результатов контроля для оценки состояния твердой полимерной изоляции электроизоляционных конструкций, в частности, силовых и информационных кабелей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Холодный С.Д., Серебрянников С.В., Боев М.А. Методы испытаний и диагностики в электроизоляционной и кабельной технике. – М.: Издательский дом МЭИ, 2009. – 232 с.
2. Безпрозванных А.В., Рогинский А.В. Диэлектрическая спектроскопия корпусной терморезистивной композитной электроизоляционной системы асинхронных тяговых электрических машин. *Электротехника і електромеханіка*, 2018, № 1, С. 17-20. doi: 10.20998/2074-272X.2018.1.02.
3. Безпрозванных А. В., Костюков И.А., Рогинский А.В. Характеристики корпусной электроизоляционной системы асинхронных электрических машин на резонансной частоте. *Технічна електродинаміка*, 2019, № 4, С. 48-55. doi: 10.15407/techmed2019.04.048.
4. Безпрозванных А.В., Бойко А.Н. Обоснование и обеспечение технологических показателей трибоэлектрического метода контроля кабелей с полимерной изоляцией. *Электротехніка і електромеханіка*, 2014, № 6, С. 56-60. doi: 10.20998/2074-272X.2014.6.10.
5. Безпрозванных Г.В., Бойко А.М. Электростатичні процеси в силових кабелях. *Електротехніка і електромеханіка*, 2013, № 4, С. 27-31.
6. Безпрозванных Г.В., Бойко А.М. Експериментальне визначення трибоелектричного потенціалу в неекраниваних та

екраниваних кабелях. *Електротехніка і електромеханіка*, 2012, № 3, С. 56-60.

7. Безпрозванных А.В., Бойко А.Н. Контактная разность потенциалов – как показатель степени старения полимерной изоляции силовых кабелей. *Електротехніка і електромеханіка*, 2014, №5, С. 62-66. doi: 10.20998/2074-272X.2014.5.12.
8. Безпрозванных А.В., Бойко А.Н. Распределение плотности поверхностных зарядов на границе раздела контактирующих изолированных проводников. *Технічна електродинаміка*, 2014, №6, С. 18-23.
9. Анго А. Математика для электро- и радиоинженеров: Пер. с франц. / Под общ. ред. К.С. Шифрина. – М.: Наука, 1965. – 780 с.
10. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (для научных работников и инженеров). – М.: Наука, 1977. – 830 с.
11. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов: учеб. пособие. – 3-е изд. СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.
12. Потемкин В.Г. Система MATLAB. – М.: ДИАЛОГ-МИФИ, 1998. – 350 с.
13. Дьяконов В.П. MATLAB и SIMULINK для радиоинженеров. – М.: ДМК Пресс, 2011. – 976 с.
14. Малла С. Вэйвлеты в обработке сигналов. – М.: Мир, 2005. – 671 с.
15. Фрейзер М. Введение в вэйвлеты в свете линейной алгебры. – М.: БИНОМ. Лаборатория знаний, 2010. – 487 с.
16. Добеши И. Десять лекций по вейвлетам. – Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», 2001. – 464 с.
17. Безпрозванных А.В., Костюков И.А. Погрешность контроля электроизоляционных конструкций по параметрам диэлектрической абсорбции в соответствии с концепцией неопределенности измерений. *Електротехніка і електромеханіка*, 2020, № 1, С. 47-51. doi: 10.20998/2074-272X.2020.1.07.

REFERENCES

1. Kholodny S.D., Serebryannikov S.V., Boev M.A. *Metody ispytaniy i diagnostiki v elektroizolatsionnoi i kabel'noi tekhnike* [Testing and diagnostic methods in electrical insulation and cable technology]. Publishing House MEI, 2009. 232 p. (Rus).
2. Bezprozvannykh G.V., Roginskiy A.V. Dielectric spectroscopy of casing thermosetting composite electrical insulation system of induction traction electric machines. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.1, pp. 17-20. doi: 10.20998/2074-272X.2018.1.02.
3. Bezprozvannykh G.V., Kostyukov I.A., Roginsky A.V. Characteristics of cased electrical insulation system of asynchronous electrical machines at resonance frequency. *Technical electrodynamics*, 2019, no. 4. pp. 48-55. (Rus). doi: 10.15407/techmed2019.04.048.
4. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.N. Substantiation and guaranteeing of technological parameters of triboelectrical method of monitoring of cables with polymer insulation. *Electrical Engineering & electromechanics*, 2014, no. 6, pp. 56-60. (Rus). doi: 10.20998/2074-272x.2014.6.10.
5. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.M. Electrostatic processes in power cables. *Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.4, pp. 27-31. (Ukr).
6. Bezprozvannykh G. V., Boyko A.M. Experimental determination of triboelectric potential in unshielded and shielded network cables. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no. 3, pp. 56-60. (Ukr).
7. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.N. Contact potential difference as a measure of power cable polymer insulation aging. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no. 5, pp. 62-66. (Rus). doi: 10.20998/2074-272x.2014.5.12.
8. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.N. Distribution of surface density of charges on the interface between contacting isolated conductors of the cables. *Technical Electrodynamics*, 2014, no.6. pp. 18-23. (Rus).

9. Ango A. *Matematika dlja elektro- i radioinzhenerov* [Mathematics for electro- and radioengineers]. Moscow, Nauka Publ., 1965. 780 p. (Rus).
10. Korn G., Korn T. *Spravochnik po matematike dlja nauchnykh rabotnikov i inzhenerov* [Mathematical handbook for scientists and engineers]. Moscow, Nauka Publ., 1977. 830 p. (Rus).
11. Sergienko A.B. *Tsifrovaia obrabotka signalov* [Digital signal processing]. St. Petersburg, BHV Publ., 2011. 768 p. (Rus).
12. Potemkin V.G. *Sistema MATLAB* [MATLAB System]. Moscow, DIALOG-MIFI Publ., 1998. 350 p. (Rus).
13. Dyakonov V.P. *MATLAB i SIMULINK dlja radioinzhenerov* [MATLAB and SIMULINK for radio engineers]. Moscow, DMK Press Publ., 2011. 976 p. (Rus).
14. Malla S. *Veivlety v obrabotke signalov* [Wavelets in signal processing]. Moscow, Mir Publ., 2005. 671 p. (Rus).
15. Fraser M. *Vvedenie v veivlety v svete lineinoi algebry* [Introduction to wavelets in the light of linear algebra]. Moscow, BINOM. Laboratory of Knowledge Publ., 2010. 487 p. (Rus).
16. Daubechies I. *Desiat' leksii po veivletam* [Ten lectures on wavelets]. Izhevsk, SIC «Regular and chaotic dynamics» Publ., 2001. 464 p. (Rus).
17. Bezprozvannykh G.V., Kostiukov I.A. Error of control of electrical insulation structures by dielectric absorption parameters according to the concept of uncertainty of measurements. *Electrical engineering & electromechanics*, 2020, no.1, pp. 47-51. doi: 10.20998/2074-272X.2020.1.07.

Поступила (received) 12.12.2019

Беспрозванных Анна Викторовна¹, д.т.н., проф.,
Костюков Иван Александрович¹, к.т.н., докторант,

¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
тел/phone +380 57 7076010,
e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua,
iakostiukow@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh¹, I.A. Kostiukov¹

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

A method of wavelet analysis of time series of parameters of dielectric absorption of electrical insulating structures.

Introduction. In the objects of control there are always a number of interfaces, for example, solid insulation – electrode. On contacting surfaces, free surface charges are transferred. Surface conductivity leads to fluctuations in the measured values of the capacitance and the tangent of the dielectric loss angle of solid insulation, the state of which is determined. The drain off of the surface charge does not lead to a decrease in the scatter of the measured dielectric absorption parameters. One of the main reasons for the significant time spread of the dielectric absorption parameters, and to a large extent (three orders of magnitude) of the dielectric loss tangent are tribo charges caused by triboelectrification of cable structural elements. Tribo charges cause internal noise in electrical insulating structures, masking processes in the polymer insulation itself. **Purpose.** Substantiation of a method for analyzing the time series of dielectric absorption parameters, which provides increased accuracy of control and diagnostics of solid polymer insulation of electrical insulation structures based on filtering experimental data using wavelet transform. **Methodology.** The inefficiency of filtering the spectra of time series using a low filter based on the direct Fourier transform is shown. Multilevel wavelet decomposition of the time series of parameters is presented, and the efficiency of applying wavelet transforms to identify high-frequency and low-frequency components in the measured values. **Practical value.** The method of analyzing the time series of dielectric absorption parameters using the wavelet transform, proposed for the first time, makes it possible to increase the accuracy of monitoring and diagnostics of solid polymer insulation both at the manufacturing stage and in the operation of electrical insulating structures. This method is the basis for creating a database of control results for assessing the state of solid polymer insulation of electrical insulation structures, in particular, power and information cables. References 17, figures 8.

Key words: dielectric absorption parameters, capacitance, dielectric loss tangent, spectrum of time series, low-pass filter, decomposition levels, approximation and detail, wavelet transform.

О.О. Пальчиков

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ГЕТЕРОГЕННОГО МАТЕРИАЛА

Обґрунтовано застосування методу, заснованого на чисельному розрахунку електростатичного поля для визначення ефективної діелектричної проникності гетерогенного матеріалу, який замінюється системою однорідних об'ємів з відомими фізичними характеристиками. Для сухого, вологого і просоченого трансформаторним маслом ізоляційних паперів різних марок визначені діелектричні проникності. Результати розрахунку за запропонованими моделями зіставлялися з результатами, отриманими на основі шаруватої моделі, моделей Релея і Оделевського. Запропоновані апроксимаційні залежності на основі узагальненого виразу Ліхтенеккера для визначення діелектричної проникності ізоляційних паперів. Бібл. 10, табл. 3, рис. 4.

Ключові слова: ефективна діелектрична проникність, електростатичне поле, енергія, метод скінченних елементів, циліндричні об'єми.

Обосновано применение метода, основанного на численном расчете электростатического поля для определения эффективной диэлектрической проницаемости гетерогенного материала, который представляется системой однородных объемов с известными физическими характеристиками. Для сухой, влажной и пропитанной трансформаторным маслом изоляционных бумаг различных марок определены диэлектрические проницаемости. Результаты расчета по предложенным моделям сопоставлялись с результатами, полученными на основе слоистой модели, моделей Рэлея и Оделевского. Предложены аппроксимационные зависимости на основе обобщенного выражения Лихтенеккера для определения диэлектрической проницаемости изоляционных бумаг. Библ. 10, табл. 3, рис. 4.

Ключевые слова: эффективная диэлектрическая проницаемость, электростатическое поле, энергия, метод конечных элементов, цилиндрические объемы.

Введение. При производстве электрических машин, аппаратов и силовых конденсаторов применяются различные изоляционные материалы, как многокомпонентные (лакоткани и лакобумаги, электроизоляционные ленты, слоистые пластики, электротехническая керамика), так и практически однородные, например слюдяные и целлюлозные бумаги. Последние, однако, содержат большое количество полостей, которые могут быть заполнены атмосферным воздухом и влагой или пропитывающим диэлектриком. Поэтому диэлектрическая проницаемость, проводимость и пробивные напряжения изоляционных материалов является сложной функцией от наличия и размещения в объеме диэлектрика тех или иных компонентов. В данной работе рассматривается влияние состава изоляционного материала на его эффективную диэлектрическую проницаемость.

Обзор литературы. Для расчета эффективной диэлектрической проницаемости (ЭДП) ε_{eq} двухкомпонентных материалов могут применяться формулы Винера, Рэлея, Максвелла, обобщенная Лихтенеккера соответственно для плоских, цилиндрических, сферических и зернистых включений [1, 2], а также формула Оделевского для статистических смесей:

$$(\varepsilon_{\text{eq}} + k)^{-1} V_{\Sigma} = (\varepsilon_1 + k)^{-1} V_1 + (\varepsilon_2 + k)^{-1} V_2; \quad (1)$$

$$(\varepsilon_{\text{eq}} - \varepsilon_1) / (\varepsilon_{\text{eq}} + \varepsilon_2) = (\varepsilon_2 - \varepsilon_1) (\varepsilon_2 + \varepsilon_1)^{-1} V_2 V_{\Sigma}^{-1}; \quad (2)$$

$$\varepsilon_{\text{eq}} = \varepsilon_1 [1 + (3V_2(\varepsilon_2 - \varepsilon_1) / V_{\Sigma}) / (\varepsilon_2 + 2\varepsilon_1 - V_2(\varepsilon_2 - \varepsilon_1) / V_{\Sigma})]; \quad (3)$$

$$\varepsilon_{\text{eq}}^m V_{\Sigma} = \sum_{j=1}^n V_j \varepsilon_j^m; \quad (4)$$

$$\varepsilon_{\text{eq}} = A + \sqrt{A^2 + \varepsilon_1 \varepsilon_2 / 2}, \quad (5)$$

где $\varepsilon_1, \varepsilon_2$ – диэлектрические проницаемости компонентов материала; V_{Σ}, V_1, V_2 – суммарный объем и объемы компонентов материала соответственно;

k – коэффициент Винера, $0 \leq k \leq \infty$; n – количество компонентов материала; m – показатель Лихтенеккера, $-1 \leq m \leq 1$; A – параметр Оделевского

$$A = [(3V_1 / V_{\Sigma} - 1)\varepsilon_1 + (3V_2 / V_{\Sigma} - 1)\varepsilon_2] / 4.$$

Использование формул (1), (4) затруднено в силу неизвестных коэффициентов k и m . Формулы (2), (3) и (5) выведены, исходя из определенных допущений, нарушение которых может привести к значительной погрешности.

Для определения ЭДП пропитанной бумаги в [3] предлагается использовать модель последовательно соединенных слоев, что является достаточно грубым приближением.

В [4-6], используя двояко- и тройкопериодическую модель Рэлея, рассчитываются эффективные параметры материала на основе решения полевой статической задачи методом суммирования мультипольных взаимодействий. Полевые модели в этих работах для приведения бесконечных сумм взаимодействий к их конечной сумме ограничиваются лишь ближайшими соседями относительно выбранного включения.

Расчет ЭДП может основываться на механизме поляризации [7]. Такой подход в основном применяется только для чистых веществ с рассмотрением процессов на ионном и молекулярном уровнях. В [8] на основе полевых моделей объяснены электрофизические свойства композита на основе цемента.

Следовательно, достаточно точное определение осредненных характеристик материала основывается на решении соответствующей полевой модели системы сплошных веществ, расположенных в объеме материала в соответствии с технологией его изготовления.

Целью работы является разработка двумерной численно-полевой модели для определения ЭДП многокомпонентного материала, представленного систе-

© О.О. Пальчиков

мой однородных объемов с известными физическими характеристиками.

Объект исследования. Прямоугольный параллелепипед из конденсаторной бумаги со следующими размерами: длина $l = 100$ мкм; ширина $b = 200$ мкм; высота $h = 14$ мкм для бумаг КОН 0,8; КОН 2; МКОН 1 или высота $h = 12$ мкм для бумаги СКОН 3,5. Влажность, состав и плотность выбранных марок бумаги соответствует [9].

Математическая модель. Основные физические свойства материалов, необходимых для построения математических моделей определения ЭДП конкретной бумаги, приведены в табл. 1. Температура изоляционной бумаги принимается 60°C .

Таблица 1
Физические свойства материалов диэлектрика

Наименование	Плотность, кг/м ³	ε_{20}	$\alpha, 1/^\circ\text{C}$
Целлюлоза	1530	6,5	$0,5 \cdot 10^{-3}$
Воздух	1,06	1,00058	$-1,5 \cdot 10^{-6}$
Вода	983	80,2	$-4,02 \cdot 10^{-3}$
Трансформаторное масло	856	2,25	$-0,5 \cdot 10^{-3}$

Диэлектрическая проницаемость материала при произвольной температуре t определяется

$$\varepsilon = \varepsilon_{20} [1 + \alpha(t - 20)]. \quad (6)$$

Правдивость выражения (6) подтверждается графическими зависимостями, приведенными на рис. 1 для сухого воздуха и воды, рекомендациями в [3] для целлюлозы и линейностью зависимости диэлектрической проницаемости трансформаторного масла от температуры в пределах $20 \dots 90^\circ\text{C}$. Также применяется допущение об отсутствии теплового старения материала.

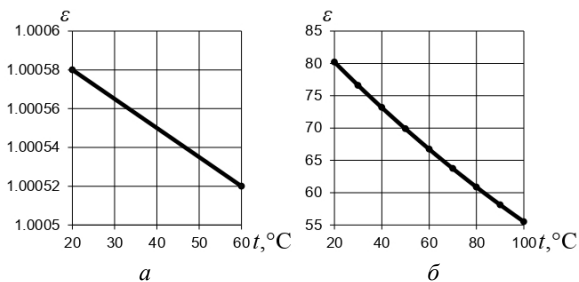


Рис. 1. Зависимости диэлектрических проницаемостей сухого воздуха (а) и воды (б) от температуры

Реальная изоляционная бумага представляется как целлюлоза с равномерно расположенными в ее объеме цилиндрическими порами. Поперечные сечения пор находятся в плоскостях, перпендикулярных длине рассматриваемого объема. В зависимости от постановки модели в порах может находиться воздух, воздух и вода, трансформаторное масло.

Объемы целлюлозы и пор находятся решением системы уравнений:

$$\begin{cases} V_p \rho_p (1 - y) = V_c \rho_c + V_a \rho_a; \\ V_w \rho_w = V_p \rho_p y; \\ V_p = V_c + V_a + V_w, \end{cases}$$

где V_p, V_c, V_a и V_w – объемы бумаги, целлюлозы, воздуха и воды соответственно; ρ_p, ρ_c, ρ_a и ρ_w – плотности бумаги, целлюлозы, воздуха и воды соответственно; y – относительное массовое содержание воды в изоляционной бумаге [9].

Электрическое поле в поперечном сечении относительно длины рассматриваемого объема изоляционной бумаги описывается следующими дифференциальными уравнениями [10]:

$$\begin{aligned} \varepsilon \nabla^2 \varphi &= -\rho; \\ \mathbf{E} &= -\nabla \varphi; \\ \mathbf{D} &= \varepsilon \mathbf{E}, \end{aligned} \quad (7)$$

где φ – скалярный электростатический потенциал; ρ – объемная плотность заряда области; \mathbf{E} – вектор напряженности электрического поля; \mathbf{D} – вектор электрической индукции.

На границе раздела сред удовлетворяются следующие условия [10]:

$$\begin{cases} \mathbf{n}_{12} \times [\nabla \varphi_1 - \nabla \varphi_2] = 0; \\ \mathbf{n}_{12} \cdot (\varepsilon_1 \nabla \varphi_1 - \varepsilon_2 \nabla \varphi_2) = \sigma; \\ \varphi_1 = \varphi_2; \\ \varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial \mathbf{n}_{12}} - \varepsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial \mathbf{n}_{12}} = \sigma, \end{cases} \quad (8)$$

где \mathbf{n}_{12} – нормаль из первой во вторую среду; σ – поверхностный заряд на границе разделов двух сред.

Уравнение (7) в кусочно-однородной диэлектрической среде сводится в каждом однородном участке к уравнению Лапласа, а диэлектрические проницаемости участков входят в решение задачи только посредством условий (8).

Второе уравнение условия (8) на границах раздела двух диэлектриков, а также диэлектрика и проводника соответственно принимает вид:

$$\varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial \mathbf{n}_{12}} - \varepsilon_2 \frac{\partial \varphi_2}{\partial \mathbf{n}_{12}} = 0; \quad \varepsilon_1 \frac{\partial \varphi_1}{\partial \mathbf{n}_{12}} = \sigma.$$

На верхней и нижней плоскостях, перпендикулярных высоте рассматриваемого объема, задаются условия Дирихле соответственно $\varphi_{d1} = 1,9$ В; $\varphi_{d2} = -1,9$ В. Область решения ограничивается цилиндрической поверхностью с радиусом 200 мкм, длиной 100 мкм и нулевым потенциалом на ее поверхности.

После численного расчета электрического поля находится энергия, заключенная в объеме изоляционной бумаги

$$W = \int_V \frac{1}{2} \mathbf{E} \cdot \mathbf{D} dv = \frac{1}{2} \int_V \varepsilon (\nabla \varphi)^2 dv,$$

где V – объем, по которому производится интегрирование; v – элементарный объем.

Сопоставляя рассчитанную энергию с энергией плоского конденсатора, находится ЭДП

$$\varepsilon_{\text{eq}} = \frac{2Wh}{lb(\varphi_{d1} - \varphi_{d2})^2}.$$

Численный расчет электростатического поля методом конечных элементов реализован в программе FEMM.

Основные допущения модели: диэлектрические материалы не обладают проводимостью; заряды на

границах их раздела отсутствуют; объемные заряды в диэлектрических материалах отсутствуют, а их объемы под действием электростатического поля не меняются; идеальные проводники с бесконечно малой высотой – источники электростатического поля.

Значительная ширина исследуемого диэлектрика объясняется стремлением уменьшить краевой эффект. Проверка модели осуществлялась сравнением емкостей конденсатора с размерами 100×200×14 мкм и одинаковой толщиной целлюлозы и воздуха, полученных на основе уравнений электростатического поля методом конечных элементов и на основе аналитического выражения без учета краевого эффекта. Погрешность при этом составила 0,23 %.

Результаты исследования. Для вычисления ЭДП сухой и пропитанной трансформаторным маслом изоляционных бумаг использовались модели равномерно распределенных цилиндрических объе-

мов, заполненных воздухом и трансформаторным маслом соответственно, в матрицах из целлюлозы.

Для вычисления ЭДП влажной бумаги была предложена модель равномерно распределенных цилиндрических объемов, заполненных воздухом и водой, причем в этом общем объеме объем воды представлялся цилиндрическим с круговым сечением, в матрице из целлюлозы. При определении объемного содержания того или иного компонента автор отталкивался от структуры влажной бумаги (то есть бумаги с нормальным содержанием воды [9]), поэтому объем поры (сумма объема воздуха и воды для влажной бумаги) в моделях сухой и пропитанной бумаги не менялся. Вычисленные ЭДП по указанным моделям, а также по слоевой модели, моделям Рэлея и Оделевского приведены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты моделирования

Марка бумаги	Предлагаемая модель			Слоевая модель		Модель Рэлея	Модель Оделевского	Аппроксимационная зависимость
	Количество пор	Количество узлов модели	ϵ_{eq}	Количество узлов модели	ϵ_{eq}	ϵ_{eq}	ϵ_{eq}	ϵ_{eq}
сухая бумага								
Бумага КОН 0,8	248	662632	3,052	4607	1,682	4,500	2,860	3,052
Бумага КОН 2	248	702562	4,370	4749	2,543	5,300	4,456	4,507
Бумага МКОН 1	248	693639	3,674	4920	2,048	4,895	3,667	3,783
Бумага СКОН 3,5	248	750148	4,966	4872	3,150	5,665	5,114	5,123
влажная бумага								
Бумага КОН 0,8	248	4462060	3,403	5566	1,912	–	–	2,740
Бумага КОН 2	248	4877348	5,185	5652	3,503	–	–	5,185
Бумага МКОН 1	248	4744585	4,130	5509	2,448	–	–	3,634
Бумага СКОН 3,5	248	3782978	6,262	6711	5,095	–	–	6,808
пропитанная бумага								
Бумага КОН 0,8	248	662632	3,949	4607	3,233	4,789	3,914	3,949
Бумага КОН 2	248	702562	5,000	4749	4,212	5,525	5,068	5,06
Бумага МКОН 1	248	693639	4,453	4920	3,686	5,155	4,503	4,516
Бумага СКОН 3,5	248	750148	5,448	4872	4,755	5,835	5,540	5,525

Уменьшение значений ЭДП по слоевой модели относительно предложенной объясняется необходимостью прохождения всего электрического потока через область с низкой диэлектрической проницаемостью. Модель Рэлея также не может претендовать на хорошее описание изменения ЭДП при изменении объемов и свойств компонентов материала и дает завышенные значения. Модель Оделевского определяет ЭДП с точностью –2,98...6,3 % и –1,7...0,9 % для сухой и пропитанной бумаги соответственно. На основе полевых моделей и обобщенной формулы Лихтенеккера предложены аппроксимационные зависимости для расчета ЭДП изоляционных бумаг. Показатели аппроксимационных зависимостей для сухой, влажной и пропитанной трансформаторным маслом

бумаг составили 0,495; –0,283 и 0,391 соответственно. Вычисленные ЭДП данным способом приведены в табл. 2.

Влияние количества включений на значение ЭДП сухой бумаги КОН 2 показано на рис. 2, из которого видно, что при увеличении количества равномерно распределенных объемов включений точность модели возрастает до тех пор, пока не начинает ограничиваться точностью отображения границ этих объемов. Следовательно, предложенные модели при указанных в табл. 2 количествах пор достаточно точно позволяют определить ЭДП.

Кроме указанной выше модели влажной бумаги рассматривались также модели с цилиндрическим объемом воды и секторным сечением, а также с

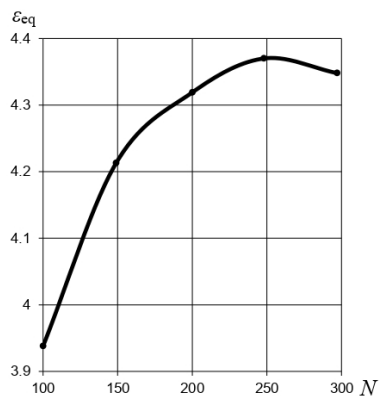


Рис. 2. Зависимость диэлектрической проницаемости от количества пор модели сухой бумаги марки КОН 2

цилиндрическим объемом воды, в полости которой коаксиально расположен цилиндрический объем воздуха.

Максимальное расхождение ЭДП, вычисленных по моделям с круговым и секторным сечением объема воды, составило 2,9 %, поэтому данные модели равнозначные. Примеры распределения электростатического поля в указанных моделях приведены на рис. 3 и рис. 4. Как видно из рис. 3 и рис. 4, при практически идентичных ЭДП модуль напряженности электрического поля в воздухе первой модели больше чем во второй. Значения ЭДП, определенные по моделям с

полым цилиндрическим объемом воды, в 1,36...1,8 раза больше, чем в модели с цилиндрическим объемом кругового сечения, что объясняется образованием пути с повышенным значением диэлектрической проницаемости. Данная модель была отброшена по причине наличия локального экстремума значения ЭДП при изменении марок бумаги.

Для модели сухой бумаги марки КОН 2 и количества пор 100 исследовалось влияние расположения пор в узлах прямоугольной и параллелограммной сетки на конечный результат. Максимальное расхождение при этом составило 0,8 %.

Известно, что бумага СКОН характеризуется значительным, до 1 %, содержанием золы. Золой при производстве бумаги можно считать сульфат кальция. Вычисленные значения ЭДП изоляционной бумаги СКОН с учетом золы приведены в табл. 3. Погрешность не учета золы составила 0,8...1,3 %.

Таблица 3
Результаты моделирования бумаги СКОН 3,5 с включениями золы 1 %

Тип бумаги	Количество пор	Количество включений золы	Количество узлов модели	ϵ_{eq}
Сухая	248	49	843735	4,925
Влажная	248	49	3997067	6,182
Пропитанная	248	49	843735	5,415

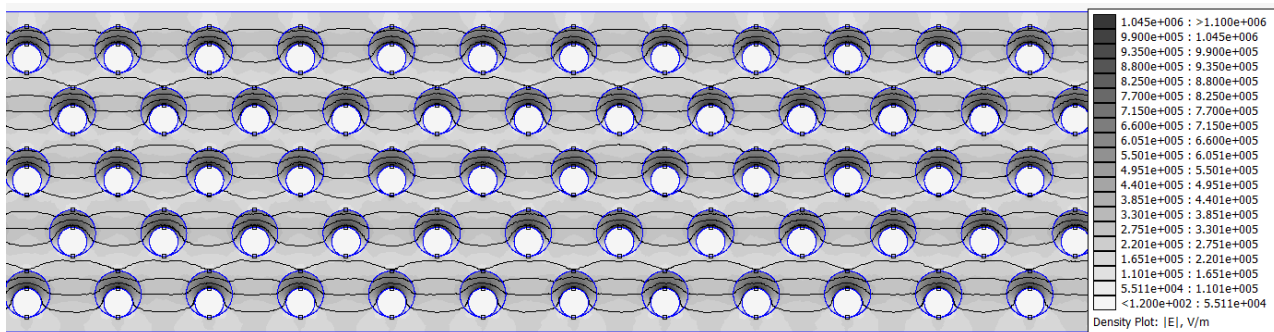


Рис. 3. Распределение электростатического поля в модели влажной бумаги марки КОН 2 с круговым поперечным сечением объема воды

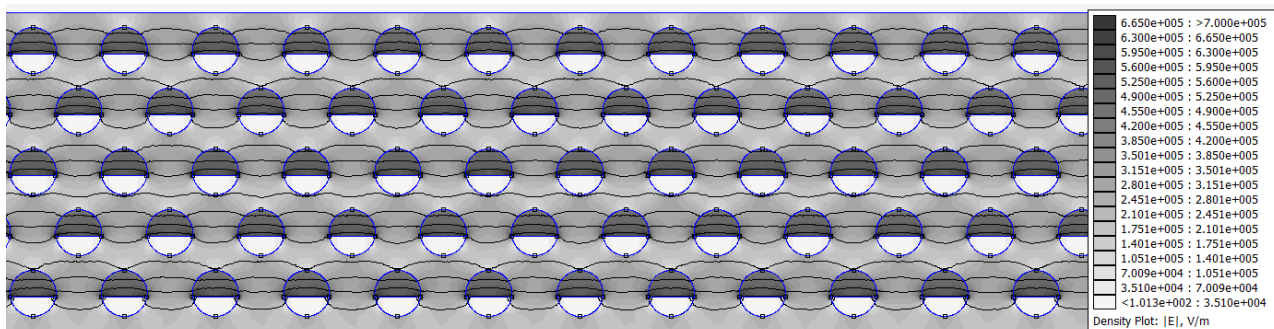


Рис. 4. Распределение электростатического поля в модели влажной бумаги марки КОН 2 с секторным поперечным сечением объема воды

Выводы.

1. Показана принципиальная возможность описания диэлектрической проницаемости смеси компонентов на основе полевых моделей при известных диэлектрической проницаемости каждого из компонентов, их объемном содержании и особенности их расположения. Разработаны полевые модели опреде-

ления ЭДП сухой, влажной и пропитанной трансформаторным маслом изоляционных бумаг.

2. Адекватность разработанных моделей подтверждается следующим: при увеличении количества цилиндрических объемов внутри матрицы ЭДП асимптотически стремится к некоей конечной величине.

3. Слоевая модель и модель Рэлея дают соответственно заниженные и завышенные значения ЭДП относительно предложенной полевой модели. Эти альтернативные модели приемлемо описывают только смесь компонентов с близкими значениями диэлектрических проницаемостей.

4. Аппроксимационные зависимости поведения ЭДП смесей компонентов при изменении их объемного содержания, построенные на основе обобщенной модели Лихтенеккера и предложенных полевых моделей, имеют соизмеримую точность с моделью Оделевского для двухкомпонентных материалов и уменьшенную погрешность в 2 раза относительно слоевой модели для трехкомпонентных материалов.

5. Модели с расположением цилиндрических объемов в узлах прямоугольной и параллелограммной сеток дают одинаковый результат при вычислении ЭДП макроскопически однородного гетерогенного материала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Raju G. G. *Dielectrics in electric fields*. New York, Marcel Dekker, 2003. 578 p.
2. Moulson A.J., Herbert J.M. *Electroceramics: materials, properties, applications*. Chichester, John Wiley & Sons Ltd, 2006. 557 p.
3. Щеглов Н.В. Современные виды изоляции. Изоляция силовых конденсаторов. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 116 с.
4. Балагуров Б.Я., Кашин В.А. Электрофизические свойства трехмерной модели Рэлея. *Журнал технической физики*, 2007, Т. 77, № 2, С. 72-80.
5. Емец Ю.П. Электрические характеристики трехкомпонентных диэлектрических композитов с плотной упаковкой включений. *Прикладная механика и техническая физика*, 2001, Т. 42, № 4, С. 165-176.
6. Толмачев С.Т., Юхимович Д.Л. Задача приведения для регулярной системы полых круговых цилиндров с произвольной решеткой периодов. *Технічна електродинаміка*, 2011, № 2, С. 11-17.
7. He T. Effects of impurities on silicon dioxide dielectric properties. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 1022, pp. 56-59. doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.1022.56.
8. Chen R.J., Zhang Y., Wang B. Numerical simulation study on the cement-based absorbing material. *Advanced Materials Research*, 2013, vol. 853, pp. 169-173. doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.853.169.
9. ДСТУ 3467-96. Папір конденсаторний. Загальні технічні умови. – К.: Держстандарт України, 1996. – 34 с.
10. Stratton J.A. *Electromagnetic theory*. Hoboken, IEEE Press, 2007. 630 p.

REFERENCES

1. Raju G. G. *Dielectrics in electric fields*. New York, Marcel Dekker, 2003. 578 p.
2. Moulson A.J., Herbert J.M. *Electroceramics: materials, properties, applications*. Chichester, John Wiley & Sons Ltd, 2006. 557 p.
3. Shcheglov N.V. *Sovremennye vidy izoliatsii. Izoliatsiia silovykh kondensatorov* [Modern types of isolation. Power capacitor isolation]. Novosibirsk, NSTU Publ., 2016. 116 p. (Rus).
4. Balagurov B.Ya., Kashin V.A. Electrophysical properties of the Rayleigh three-dimensional model. *Technical Physics*, 2007, vol. 52, no. 2, pp. 216-225. doi: 10.1134/s1063784207020119.
5. Emets Yu.P. Electrical characteristics of three-component dielectric composites with close-packed inclusions. *Journal of Applied Mechanics and Technical Physics*, 2001, vol. 42, iss. 4, pp. 704-713. doi: 10.1023/A:1019272201997.

6. Tolmachev S.T., Yukhymovych D.L. The problem of reducing the hollow circular cylinders with arbitrary grating of periods for regular system. *Technical Electrodynamics*, 2011, no. 2, pp. 11-17. (Rus).

7. He T. Effects of impurities on silicon dioxide dielectric properties. *Advanced Materials Research*, 2014, vol. 1022, pp. 56-59. doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.1022.56.

8. Chen R.J., Zhang Y., Wang B. Numerical simulation study on the cement-based absorbing material. *Advanced Materials Research*, 2013, vol. 853, pp. 169-173. doi: 10.4028/www.scientific.net/AMR.853.169.

9. ДСТУ 3467-96. Папір конденсаторний. Загальні технічні умови. [DSTU 3467-96. State standard of Ukraine. Capacitor paper. General technical conditions]. Kyiv, Derzhstandart of Ukraine Publ., 1996. 34 p. (Ukr).

10. Stratton J.A. *Electromagnetic theory*. Hoboken, IEEE Press, 2007. 630 p.

Поступила (received) 17.01.2020

Пальчиков Олег Олегович, к.т.н.,

Национальный университет кораблестроения имени адмирала Макарова, 54025, Николаев, пр. Героев Украины, 9, тел/phone +380 95 8934509; e-mail: ole2012hulk@gmail.com

O.O. Palchykov

Admiral Makarov National University of Shipbuilding, 9, Heroyiv Ukraine Ave, Mykolaiv, Ukraine, 54025.

Determination of the effective permittivity of a heterogeneous material.

Purpose. To develop a two-dimensional numerical-field model for determining the effective permittivity of a multicomponent material represented by a system of homogeneous volumes with known physical characteristics. **Methodology.** The model is based on the solution by the finite element method of an electrostatic problem with the subsequent determination of the energy contained in the volume under consideration. Then we have compared this result with the energy of a flat capacitor with a rectangular cross-section of the plates and determined the effective permittivity of test material. We also have used Rayleigh, Odelevsky and Lichtenecker models and the model with a perpendicular arrangement of layers relative to the main electric flux. **Results.** Based on the developed field model, the effective permittivities for dry, wet and transformer oil-soaked insulating papers of various grades, including taking into account ash, are determined. We have proved that a macroscopically homogeneous multicomponent material is well approximated by uniformly spaced cylindrical volumes with a substance of different nature in a matrix of another substance. We have showed a significant error of the layer model and the Rayleigh model relative to the proposed model. We have showed the equivalence of models with the location of inclusions in the nodes of a rectangular and parallelogram mesh. **Originality.** For the first time we have proposed wet paper models with an asymmetric arrangement of a cylindrical volume of water with a circular and segment cross-section in a cylindrical pore. For the first time we have proposed models of insulating paper with evenly spaced cylindrical inclusions of different volumes. **Practical value.** The proposed model allows to calculate the effective permittivity of an inhomogeneous material with a given accuracy without restricting the shape of the components. Based on the proposed field model, it is possible to determine the Lichtenecker index, which allows to calculate the effective permittivity for any ratio of the volumes of the components of a heterogeneous material. References 10, tables 3, figures 4.

Key words: effective permittivity, electrostatic field, energy, finite element method, cylindrical volumes.

В.Я. Ромашко, Л.М. Батрак, О.О. Абакумова

РЕГУЛЮВАЛЬНІ ХАРАКТЕРИСТИКИ ІМПУЛЬСНОГО РЕГУЛЯТОРА ПОНИЖУВАЛЬНОГО ТИПУ, ЩО ЗАРЯДЖАЄ АКУМУЛЯТОР ВІД СОНЯЧНОЇ БАТАРЕЇ

Розглянуто підходи до визначення регулювальних характеристик імпульсного регулятора напруги понижувального типу, джерелом живлення якого є сонячна батарея, а навантаженням – акумулятор. Проаналізовано залежність регулювальних характеристик регулятора від типу вихідної характеристики джерела електроживлення з урахуванням нелінійності його внутрішнього опору. Запропоновано методикку визначення регулювальної характеристики регулятора для заданого виду вихідної характеристики джерела, з урахуванням можливості виникнення режиму переривчастого струму в його індуктивності. Розроблено рекомендації щодо забезпечення можливості передавання максимально можливої потужності від сонячної батареї до акумулятора. Бібл. 8, рис. 4.

Ключові слова: імпульсний регулятор, регулювальна характеристика, сонячна батарея, акумулятор, внутрішній опір.

Рассмотрены подходы к определению регулировочных характеристик импульсного регулятора напряжения понижающего типа, источником питания которого является солнечная батарея, а нагрузкой – аккумулятор. Проанализирована зависимость регулировочных характеристик регулятора от типа выходной характеристики источника электропитания с учетом нелинейности его внутреннего сопротивления. Предложена методика определения регулировочной характеристики регулятора для заданного вида выходной характеристики источника, с учетом возможности возникновения режима прерывистого тока в его индуктивности. Разработаны рекомендации по обеспечению возможности передачи максимально возможной мощности от солнечной батареи к аккумулятору. Библ. 8, рис. 4.

Ключевые слова: импульсный регулятор, регулировочная характеристика, солнечная батарея, аккумулятор, внутреннее сопротивление.

Вступ. З кожним роком розширюється область застосування нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії. Особливістю таких джерел є залежність кількості виробленої ними електричної енергії від зовнішніх умов. Тому, при використанні подібних джерел, застосовують проміжні накопичувачі енергії. В якості накопичувача часто використовують акумуляторні батареї [1, 2]. Акумуляторні батареї мають обмежений термін використання, який залежить від забезпечення відповідних режимів їх заряджання та розряджання [3, 4]. Термін використання акумулятора може бути подовжений, якщо не допускати його перезаряджання, а також глибокий розряд. У процесі заряджання акумулятора бажано мати можливість регулювати струм заряду за певним законом [1, 2]. Для забезпечення цих функцій використовують спеціальні пристрої – контролери заряду акумулятора [1, 4]. Однією з складових частин подібних пристроїв є регулятор струму заряджання акумулятора. В якості такого регулятора доцільно використовувати імпульсні регулятори (ІР) напруги. [1, 5, 6]. Як відомо [7] у випадку роботи такого регулятора на акумулятор, він працюватиме в режимі регулювання вихідного струму. У зв'язку з цим такий регулятор може бути використаний для регулювання струму заряджання акумуляторної батареї. За необхідності може бути забезпечений режим відбирання максимальної потужності від джерела.

Найважливішою характеристикою будь-якого регулятора є його регулювальна характеристика. У випадку живлення від традиційних джерел електричної енергії часто припускають, що опір навантаження є значно більшим від внутрішнього опору джерела. Тому при визначенні регулювальних характеристик його не враховують, вважаючи рівним нулю [8]. Нетрадиційні та відновлювальні джерела електричної енергії часто мають обмежену потужність. Їх внутрі-

шній опір та опір навантаження є величинами одного порядку. У таких випадках внутрішній опір джерела суттєво впливатиме на регулювальні характеристики і його обов'язково необхідно враховувати.

В [7] проаналізовано регулювальні характеристики ІР, що працює на акумулятор для випадків, коли джерело живлення є традиційним, а його внутрішній опір близький до лінійного. Однак внутрішній опір нетрадиційних та відновлювальних джерел електричної енергії найчастіше є суттєво нелінійним. У разі використання ІР в якості регулятора струму заряду акумулятора, важливо знати його регулювальні характеристики.

Метою роботи є розробка методики визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів напруги для випадку, коли внутрішній опір джерела живлення є суттєво нелінійним, а на виході підключено акумулятор. Проаналізуємо регулювальні характеристики ІР понижувального типу для випадку, коли джерелом живлення є сонячна батарея (СБ), а на його виході підключено акумулятор.

Методика визначення регулювальних характеристик. Якщо понижувальний ІР постійної напруги (рис. 1) працює в режимі безперервного струму індуктивності L , середні значення його вхідної та вихідної напруги пов'язані співвідношенням [8]

$$U_{out} = U_{in} t^*, \quad (1)$$

де $t^* = t_{cl} / T$ – відносний час замкненого стану ключа S .

У випадку, коли внутрішній опір акумулятора є значно меншим від внутрішнього опору джерела електроживлення, можна вважати, що вихідна напруга ІР співпадає з напругою акумулятора, тобто $U_{out} = E_a$.

За таких умов вхідна напруга ІР залежатиме від відносного часу t^*

$$U_{in} = U_{out} / t^* = E_a / t^*. \quad (2)$$

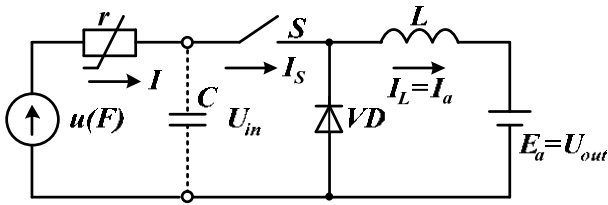


Рис. 1. Імпульсний регулятор понижувального типу, що заряджає акумулятор від сонячної батареї

Якщо джерело вхідної напруги вважати ідеальним ($U_{in} = E$; $r = 0$), ustalений режим роботи ІР буде можливий лише при фіксованому значенні t^*

$$t^* = E_a / E, \quad (3)$$

причому вихідний струм ІР є невизначеним і залежить від попереднього режиму роботи ІР.

Для $t^* > E_a / E$ вихідний струм необмежено зростатиме, а для $t^* < E_a / E$ ІР переходить в режим переривчастого струму індуктивності L .

В реальних джерелах електроживлення, які мають певний внутрішній опір r , вихідна напруга не залишається постійною і змінюється відповідно до їх навантажувальної характеристики. У таких випадках система перебуватиме у стані рівноваги при заданому t^* лише за певним значенням струму I , що споживається від джерела.

Лінійний внутрішній опір джерела. Нехай внутрішній опір r джерела E є лінійним. Тоді його вихідна напруга визначатиметься відомим співвідношенням [8]

$$U = U_{in} = E - I \cdot r. \quad (4)$$

Отже, середнє значення струму, що споживається від джерела E може бути визначене шляхом порівнювання (2) та (4)

$$E - I \cdot r = E_a / t^*,$$

звідки

$$I = \frac{E - E_a / t^*}{r} = \frac{E \cdot t^* - E_a}{r \cdot t^*}. \quad (5)$$

Якщо на вході ІР конденсатор C відсутній ($C = 0$), від джерела E споживатиметься імпульсний струм, середнє значення якого на інтервалі t^* співпадатиме з середнім значенням на періоді струму заряджання акумулятора $I_a = I_L$. Отже, для цього випадку регульовальна характеристика для струму заряджання акумулятора матиме вигляд

$$I_a = \frac{E \cdot t^* - E_a}{r \cdot t^*}. \quad (6)$$

Якщо ж на вході ІР поставити конденсатор C достатню великої ємності ($C \neq 0$), вихідний струм джерела I стає безперервним. У таких випадках середні значення струмів I та I_a будуть пов'язані співвідношенням [7]

$$I_a = I / t^*. \quad (7)$$

Отже, при наявності конденсатора C регульовальна характеристика ІР (рис. 1) матиме вигляд

$$I_a = \frac{E \cdot t^* - E_a}{r \cdot t^{*2}}. \quad (8)$$

Одержані регульовальні характеристики (6) та (8) співпадають з характеристиками отриманими в [8] іншим способом шляхом інших міркувань.

Нелінійний внутрішній опір джерела. Сонячна батарея, як джерело електроживлення, характеризу-

ється суттєво нелінійним внутрішнім опором. Її вихідна напруга залежатиме від зовнішніх умов, а також вихідного струму. За наявності акумулятора E_a на виході ІР, що працює в режимі безперервного струму реактора L , у стані рівноваги обов'язково повинна виконуватись умова

$$U_{SB} = E_a / t^*. \quad (9)$$

Значення напруги обраного акумулятора E_a визначатиме мінімально можливу напругу, за якої ще можливе передавання енергії від СБ (SB) до акумулятора

$$U_{SB \min} = E_a. \quad (10)$$

Відповідно до (9), ІР у цьому режимі роботи буде працювати з $t^* = 1$. У разі зменшення $t^* < 1$, вихідна напруга СБ повинна зростати, що за наявних зовнішніх умов може бути наслідком зменшення її вихідного струму. Отже, у випадку заданої освітленості СБ F , максимальний струм буде відбиратися від неї за умови, що $t^* = 1$. Якщо зменшувати $t^* < 1$, вихідна напруга СБ зростатиме, а вихідний струм буде спадати. За певного значення $t^* = t_{\min}^*$ вихідний струм СБ стає рівним нулю, а вихідна напруга – напрузі холостого ходу U_{oc} . Оскільки для системи, що розглядаємо, обов'язковим є виконання умови (9), можна визначити мінімальний відносний час замкненого стану ключа t_{\min}^* , який відповідатиме роботі СБ в режимі холостого ходу за максимальної освітленості.

$$t_{\min}^* = E_a / U_{oc \max} = E_a^*. \quad (11)$$

Відкладемо на осі напруг типових нормованих вихідних характеристик СБ (рис. 2) напругу обраного акумулятора E_a^* . Ця напруга буде визначати мінімально можливу напругу на виході СБ. Відповідно до наведених характеристик, максимально можлива вихідна напруга СБ відповідає напрузі СБ в режимі холостого ходу за максимальної освітленості F_1 . Для обраного акумулятора з напругою E_a з (11) визначаємо відносний час t_{\min}^* , який відповідатиме вказаному режиму роботи. Якщо тепер паралельно до осі напруг провести вісь відносного часу t^* і відкласти на ній одержані значення $t_{\max}^* = 1$, що відповідає напрузі $U_{SB \min} = E_a$, та t_{\min}^* , яке відповідає напрузі СБ $U_{oc \max}$, одержимо залежності вихідного струму СБ від відносного часу замкненого стану ключа t^* .

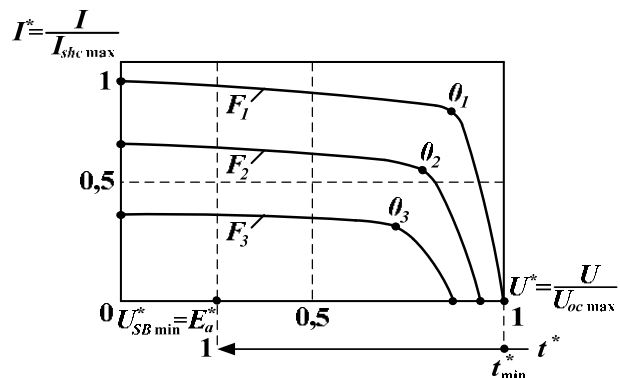


Рис. 2. Типові нормовані вихідні характеристики СБ

Очевидно, що на цих графіках напрямки зростання параметрів t^* та U^* є протилежними.

Для більшої наочності та зручності використання на рис. 3 для випадку $E_a^* = 0,4$ ці ж графіки побудовано із загальноприйнятим напрямком осей системи координат.

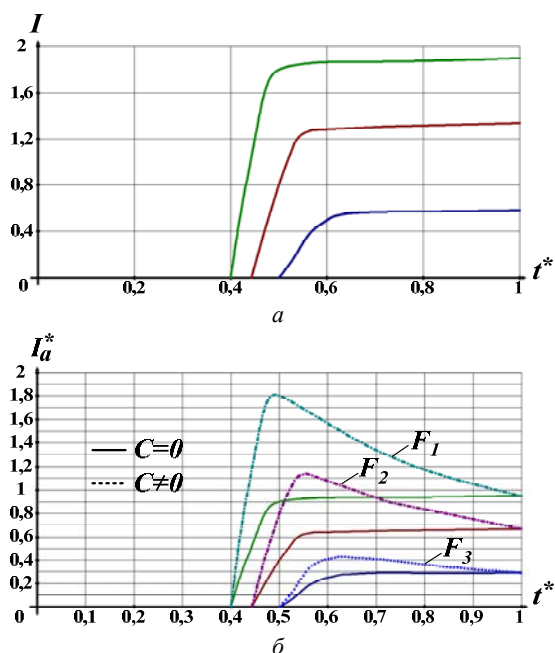


Рис. 3 Регулювальні характеристики: а) струму сонячної батареї; б) струму заряджання акумулятора

На рис. 3,а представлено залежність середнього значення струму СБ від відносного часу t^* , а на рис. 3,б – регулювальні характеристики $I_a^* = f(t^*)$ для випадків відсутності ($C = 0$) та наявності ($C \neq 0$) конденсатора C на виході СБ.

Якщо конденсатор C відсутній ($C = 0$), СБ працюватиме в імпульсному режимі у якому середнє значення струму СБ на інтервалі t^* співпадатиме з середнім значенням струму заряджання акумулятора I_a на періоді T . Тому для цього режиму регулювальні характеристики для струму СБ I (рис. 3,а) і струму заряджання акумулятора I_a (рис. 3,б) співпадатимуть. Однак в такому режимі роботи від СБ не може бути відібрано максимально можливу кількість електричної енергії. Тому такий режим роботи недоцільно використовувати для заряджання акумуляторів від СБ.

Якщо ж на виході СБ поставити конденсатор C достатньо великої ємності ($C \neq 0$), струм СБ стає безперервним, а його середнє значення пов'язане з середнім значенням струму заряджання акумулятора співвідношенням (7). За таких умов від СБ, що працює в точці максимальної потужності (МР), до акумулятора E_a передаватиметься максимально можлива потужність (рис. 3,б).

У випадку зменшення $t^* < t_{MP}^*$, струм заряджання акумулятора I_a швидко спадатиме і при $t^* = t_{min}^*$ він повинен стати рівним нулю. Однак у реальних умовах, за певного значення $t^* = t_{cr}^* > t_{min}^*$, ІР переходить в режим з переривчастим струмом реактора L ,

у якому із зменшенням t^* в діапазоні ($t_{cr}^* \dots 0$) середнє значення струму заряджання акумулятора I_a поступово спадатиме від початкового значення $I_{acr}^* = I_a^*(t_{cr}^*)$ до нуля. Для визначення чисельних значень t_{cr}^* можна використати методику, розглянуту в [7]. Наприклад, у випадку $E_a^* = 0,4$ за максимальної освітленості F_1 , залежно від індуктивності реактора L , чисельне значення t_{cr}^* лежить в діапазоні (0,406 ... 0,41).

На рис. 4 наведено графік регулювальної характеристики $I_a^* = f(t^*)$ з урахуванням можливості виникнення режиму переривчастого струму реактора L . Аналогічний вигляд матимуть регулювальні характеристики і для інших (менших) рівнів освітленості F .

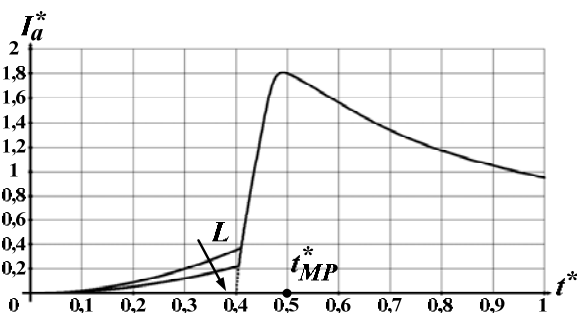


Рис. 4. Регулювальна характеристика струму заряджання акумулятора з урахуванням виникнення режиму переривчастого струму індуктивності L

Аналіз одержаних регулювальних характеристик свідчить про наступне:

- у випадку заряджання акумулятора від СБ з використанням ІР напруги понижувального типу, для забезпечення можливості відбирання від СБ максимальної кількості енергії, на її виході необхідно ставити конденсатор C достатньо великої ємності;
- регулювальні характеристики для струму заряджання акумулятора є суттєво нелінійними;
- із зміною t^* в діапазоні від t_{MP}^* до 0 струм заряджання акумулятора I_a швидко спадає, причому у значній частині цього діапазону ІР працюватиме у режимі переривчастого струму реактора L ;
- із зміною t^* в діапазоні від t_{MP}^* до 1 струм I_a спадатиме більш плавно. ІР працюватиме в режимі безперервного струму реактора L . Однак у цьому випадку діапазон регулювання струму є обмеженим.

Висновки. Розроблена методика визначення регулювальних характеристик імпульсних регуляторів напруги для випадку, коли джерелом живлення є сонячна батарея, а на виході підключено акумулятор, може бути використана і для інших типів відновлювальних та нетрадиційних джерел з нелінійним внутрішнім опором.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- Osaretin C.A., Edeko F.O. Design and implementation of a solar charge controller with variable output. *Electrical and electronic engineering*, 2015, vol. 12, no. 2, pp. 40-50.
- Haq I.N., Leksono E., Iqbal M., Sodami F.X.N., Nugraha, Kurniadi D., Yulianto B. Development of battery management

- system for cell monitoring and protection. *2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS)*, Kuta, Nov. 2014, pp. 203-208. doi: **10.1109/ICEECS.2014.7045246**.
3. Krieger E.M., Arnold C.B. Effects of undercharge and internal loss on the rate dependence of battery charge storage efficiency. *Journal of Power Sources*, 2012, vol. 210, pp. 286-291. doi: **10.1016/j.jpowsour.2012.03.029**.
4. Ashiquzzaman M., Afroze N., Hossain J.M., Zobayer U., Hossain M.M. Cost effective solar charge controller using microcontroller. *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering*, 2011, vol. 2, no. 12, pp. 572-576.
5. Ромашко В.Я. Устройства согласования нагрузки с источником электрической энергии. *Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит*, 2013, № 8 (114), Т. 1, С. 67-74.
6. Vieira J.A.B., Mota A.M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. *2010 IEEE International Conference on Control Applications*, Sep. 2010, pp. 185-190. doi: **10.1109/CCA.2010.5611257**.
7. Ромашко В.Я., Батрак Л.М. Регулювальні характеристики імпульсного регулятора понижувального типу, що працює на акумулятор. *Вісник Національного технічного університету «ХПІ». Серія: Нові рішення у сучасних технологіях*, 2019, № 10 (1335), С. 30-37. doi: **10.20998/2413-4295.2019.10.04**.
8. Гончаров Ю.М., Будьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко В.М., Ромашко В.Я., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Навчальний посібник Ч. 2. – Харків: Фоліо, 2000. – 360 с.

REFERENCES

1. Osaretin C.A., Edeko F.O. Design and implementation of a solar charge controller with variable output. *Electrical and electronic engineering*, 2015, vol. 12, no. 2, pp. 40-50.
2. Haq I.N., Leksono E., Iqbal M., Sodami F.X.N., Nugraha, Kurniadi D., Yulianto B. Development of battery management system for cell monitoring and protection. *2014 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICEECS)*, Kuta, Nov. 2014, pp. 203-208. doi: **10.1109/ICEECS.2014.7045246**.
3. Krieger E.M., Arnold C.B. Effects of undercharge and internal loss on the rate dependence of battery charge storage efficiency. *Journal of Power Sources*, 2012, vol. 210, pp. 286-291. doi: **10.1016/j.jpowsour.2012.03.029**.
4. Ashiquzzaman M., Afroze N., Hossain J.M., Zobayer U., Hossain M.M. Cost effective solar charge controller using microcontroller. *Canadian Journal on Electrical and Electronics Engineering*, 2011, vol. 2, no. 12, pp. 572-576.
5. Romashko V.Y., Matching device load from the source of electrical energy. *Energy saving. Power engineering. Energy audit*, 2013, no. 8 (114), vol. 1, pp. 67-74.
6. Vieira J.A.B., Mota A.M. Implementation of a stand-alone photovoltaic lighting system with MPPT battery charging and LED current control. *2010 IEEE International Conference on Control Applications*, Sep. 2010, pp. 185-190. doi: **10.1109/CCA.2010.5611257**.
7. Romashko V., Batrak L. Regulation characteristics of the step-down switching regulator which operates on a rechargeable battery. *Bulletin of the National Technical University «KhPI» Series: New solutions in modern technologies*, 2019, no. 10 (1335), pp. 30-37. doi: **10.20998/2413-4295.2019.10.04**.
8. Goncharov Y.P., Budonny O.V., Morozov V.G., Panasencko M.V., Romashko V.Y., Rudenko V.S. *Peretovuyvalna tehnicala. Navchalnyi posibnyk. Ch. 2* [Power conversion equipment. Part 2]. Kharkiv, Folio Publ., 2000. 360 p.

Надійшла (received) 29.11.2019

Ромашко Володимир Якович¹, д.т.н., проф.,
 Батрак Лариса Миколаївна¹, к.т.н., доц.,
 Абакумова Олена Олегівна¹, к.т.н., доц.,
¹ Національний технічний університет України
 «Київський політехнічний інститут імені Ігоря Сікорського»,
 03056, Київ, пр. Перемоги, 37,
 тел/phone +380 44 4068234,
 e-mail: volodymyr.romashko@gmail.com,
 batrakln@gmail.com, e.o.abakumova@gmail.com

V.Ya. Romashko¹, L.M. Batrak¹, O.O. Abakumova¹
¹ National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
 37, Prospect Peremohy, Kyiv-56, 03056, Ukraine.

Regulatory characteristics of the step-down switching regulator which charges the battery from the solar battery.

Problem. An important element of autonomous power sources, built on the basis of solar batteries, is a battery, operating in a buffer mode. To extend the period of its use, it is necessary to ensure the appropriate modes of its charging and discharging, by regulating the charging and discharge currents. To ensure that maximum power can be transferred to the load in various operating modes, a matching switching regulator is included between the solar battery and the load. In the case of its application, it becomes possible to simultaneously regulate the charging current of the battery. For the most effective regulation of this current, it is necessary to know the regulatory characteristics of the regulator. **Goal.** The aim of the work is to determine and analyze the regulatory characteristics of the switching voltage regulator step-down type, which charges the battery from the solar battery. **Methodology.** Using the theory of switching voltage regulators, a relationship between the output characteristic of the source and the regulatory characteristic of the regulator are established. The graphs of the regulatory characteristics are carried out by the graphoanalytical method. **Results.** The dependence of the output current of the solar battery, from well as the current of the charged battery, on the relative time of the closed state of the key of the switching regulator are analyzed. A technique for constructing the regulatory characteristics of a switching regulator for a given type of output characteristic of a power source and operating voltage of a battery is proposed. For typical output characteristics of the solar battery, graphs of the regulatory characteristics of the switching regulator for various levels of illumination of the solar battery are constructed. When constructing the regulatory characteristics, the possibility of an intermittent current mode in the inductance of the switching regulator is taken into account. **Originality.** The results obtained make it possible to take into account the influence of the internal resistance of the power supply, in particular, substantially nonlinear, on the regulatory characteristics of the switching regulator. **Practical value.** The proposed technique can be used to determine the regulatory characteristics of other types of regulators, the power source of which has a non-linear output characteristic. Using the obtained regulatory characteristics, it is possible to determine the conditions under which maximum power will be transmitted from the solar battery to the battery. These characteristics can be used in the elaboration of solar battery charge controllers. References 8, figures 4.

Key words: switching regulator, regulatory characteristic, solar battery, battery, internal resistance.

M. Regad, M. Helaimi, R. Taleb, H. Gabbar, A. Othman

OPTIMAL FREQUENCY CONTROL IN MICROGRID SYSTEM USING FRACTIONAL ORDER PID CONTROLLER USING KRILL HERD ALGORITHM

Abstract. This paper investigates the use of fractional order Proportional, Integral and Derivative (FOPID) controllers for the frequency and power regulation in a microgrid power system. The proposed microgrid system composes of renewable energy resources such as solar and wind generators, diesel engine generators as a secondary source to support the principle generators, and along with different energy storage devices like fuel cell, battery and flywheel. Due to the intermittent nature of integrated renewable energy like wind turbine and photovoltaic generators, which depend on the weather conditions and climate change this affects the microgrid stability by considered fluctuation in frequency and power deviations which can be improved using the selected controller. The fractional-order controller has five parameters in comparison with the classical PID controller, and that makes it more flexible and robust against the microgrid perturbation. The Fractional Order PID controller parameters are optimized using a new optimization technique called Krill Herd which selected as a suitable optimization method in comparison with other techniques like Particle Swarm Optimization. The results show better performance of this system using the fractional order PID controller-based Krill Herd algorithm by eliminates the fluctuations in frequency and power deviation in comparison with the classical PID controller. The obtained results are compared with the fractional order PID controller optimized using Particle Swarm Optimization. The proposed system is simulated under nominal conditions and using the disconnecting of storage devices like battery and Flywheel system in order to test the robustness of the proposed methods and the obtained results are compared. References 18, figures 8.

Key words: microgrid, frequency control, FOPID controller, Krill Herd, particle swarm optimization.

Анотація. У статті досліджено використання регуляторів пропорційного, інтегрального та похідного дробового порядку (FOPID) для регулювання частоти та потужності в електромережі. Запропонована мікромережева система складається з поновлюваних джерел енергії, таких як сонячні та вітрогенератори, дизельних генераторів як вторинного джерела для підтримки основних генераторів, а також з різних пристроїв для накопичування енергії, таких як паливна батарея, акумулятор і маховик. Через переривчасту природу інтегрованої відновлювальної енергії, наприклад, вітрогенераторів та фотоелектричних генераторів, які залежать від погодних умов та зміни клімату, це впливає на стабільність мікромережі, враховуючи коливання частоти та відхилення потужності, які можна поліпшити за допомогою вибраного контролера. Контролер дробового порядку має п'ять параметрів порівняно з класичним PID-контролером, що робить його більш гнучким та надійним щодо збурень мікромережі. Параметри PID-контролера дробового порядку оптимізовані за допомогою нової методики оптимізації під назвою «згряя криля», яка обрана як підходящий метод оптимізації порівняно з іншими методами, такими як оптимізація методом рою частинок. Результати показують кращі показники роботи цієї системи за допомогою алгоритму «згряя криля», заснованого на PID-контролері дробового порядку, виключаючи коливання частоти та відхилення потужності порівняно з класичним PID-контролером. Отримані результати порівнюються з PID-контролером дробового порядку, оптимізованим за допомогою оптимізації методом рою частинок. Запропонована система моделюється в номінальному режимі роботи та використовує відключення накопичувальних пристроїв, таких як акумулятор та маховик, щоб перевірити надійність запропонованих методів та порівняти отримані результати. Бібл. 18, рис. 8.

Ключові слова: мікромережа, регулювання частоти, FOPID-контролер, метод «згряя криля», оптимізація методом рою частинок.

Introduction. The increase in energy demand, the technologies evolution and the depletion of fossil fuel lead towards the use of renewable energy generation. As energy production moving to the renewable, photovoltaic system and wind generators appear to be the fastest technologies in the power system. This attention for saving climate against greenhouse gas emission has made researchers study various non-polling sources such as solar and wind system which are considered the most used renewable energy generation [1]. All this has given rise to the integration of renewable energy resources like wind and solar with distributed energy resources and energy storage systems such as batteries, flywheels and ultra-capacitor [2]. The intermittent nature of solar radiations, and wind speed, is resulted in the dependence of these resources on the weather conditions at any time [3]. This can result in an unbalance between electrical load and generation and

sometimes result in unstable operation of the microgrid. This unbalance improved by the use of storage energy devices and conventional sources in hybrid power system based renewable energy generation. These storage systems store the surplus power from the renewable energy sources overly the demanded power in order to rid it later when the generated power is insufficient to feed the load demand. Many kinds of research investigate to study of power generation system based renewable generation systems such as wind and thermal solar in a hybrid system with a storage system and diesel generator [4, 5]. The importance of storage energy systems such as batteries, aqua electrolyser, fuel cell, ultracapacitor, and super magnetic energy storage (SMES) lead to analysis and control of various hybrid system configurations as in [6-9]. However, the use of conventional sources such as diesel generator and

energy storage devices control the mismatches in frequency and power deviations and assure the operation of the hybrid energy system in isolated areas independently of the main grid. These fluctuations in microgrid power and frequency must be controlled due to the intermittent and stochastic nature of renewable energy resources.

The control of frequency and power fluctuation is a big challenge faced by the use of the hybrid system over the wide domain. Even though many studies interest the control of hybrid energy systems using deferent strategies control among this PID controller, Fuzzy logic controller, and fractional PID controller etc. These studies show the high robustness of these proposed control schemes and enhance the performance of the hybrid energy system [6]. The fractional-order controller is widely considered the best controller for frequency and power fluctuations in the hybrid power system, in some cases, the FOPID and PID classic are integrated into hybridizing with other controllers like fuzzy logic which can give better performance of the system but with complexity in design and implementation.

The fractional controller is defined as the generality of the classical PID controller with the addition of two parameters in order to give more flexibility to the robustness of this controller. It has found suitable applications in microgrid frequency and hybrid energy systems [5].

In this paper, the fractional PID controller is used to control the frequency and power deviations for its robustness shown by the previous studies as in [8]. Many evolutionary optimization methods have been employed for tuning the controller parameters and given more improvement to the control strategies. Among these methods are widely used the Evolutionary Algorithm (EA), Genetic Algorithm (GA), and Particle Swarm Optimization (PSO) and so one [3, 7, 17]. Recently a new optimization technique called Krill Herd (KH) algorithm has been invented based on the behaviour of Krill in the research of food [13]. This technique is used to optimize the PID controller parameters in [16]. In our study, the Krill Herd is employed to optimize the two proposed controller and compared with PSO. The rest of this paper is summarized as fellow: the microgrid model is presented in section 2; the controller scheme is presented in section 3; in section 4 optimization technique and objective function are reported; in section 5 the results are analyzed and compared. This paper is ended by a conclusion in section 6 followed by a reference.

Microgrid concept. The proposed microgrid consists of two renewable energy resources like wind turbine generators and photovoltaic systems with diesel engine generator and fuel cell system as secondary sources along with energy storage systems like batteries and flywheel for store the surplus of generated power in order to release them later [1]. For small-signal analysis, the wind turbine generator (WTG), photovoltaic (PV), fuel cell (FC), and diesel energy generator (DEG) are modeled by a transfer function in the first order as showed in Fig. 1 [5].

Modeling of different generation components. For small-signal analysis, the dynamics of the WTG, PV, FC, and DEG can be modeled by the first-order transfer function. The model has been considered for analysis and demonstration of frequency behaviour in different cases [1]

$$G_{WTG} = \frac{K_{WTG}}{1+T_{WTG}} = \frac{\Delta P_{WTG}}{\Delta P_W}; \quad (1)$$

$$G_{PV} = \frac{K_{PV}}{1+T_{PV}} = \frac{\Delta P_{PV}}{\Delta \phi}; \quad (2)$$

$$G_{FC} = \frac{K_{FC}}{1+T_{FC}} = \frac{\Delta P_{FC}}{\Delta u}; \quad (3)$$

$$G_{DEG} = \frac{K_{DEG}}{1+T_{DEG}} = \frac{\Delta P_{DEG}}{\Delta u}. \quad (4)$$

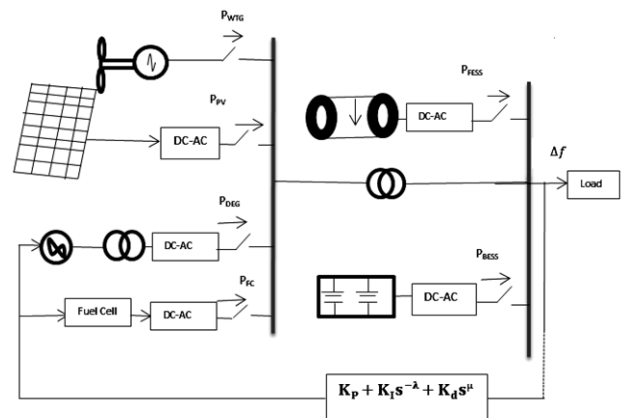


Fig. 1. Schematic of the hybrid system with energy storage and regeneration compounds

Models of energy storage systems. Energy storage plays an important role in the hybrid energy system in order to absorb the surplus power from renewable energy sources and release to loads if a deficit amount of power. The battery energy storage system (BESS) is slower to charge and discharge; its time constant is limited. On the other hand flywheel energy storage system (FESS) stores mechanical energy in a rotating flywheel rotor and retrieves it later as an electrical output. It can supply high power in a short time. The transfer functions of the BESS and FESS can be presented by a first-order transfer function as given next [1, 5, 8]

$$G_{BESS} = \frac{K_{BESS}}{1+T_{BESS}}; \quad (5)$$

$$G_{FESS} = \frac{K_{FESS}}{1+T_{FESS}}; \quad (6)$$

where K_{BESS} and K_{FESS} are the gain constants, T_{BESS} and T_{FESS} are time constants, of BESS and FESS respectively.

Power generation characteristics with loads power. Small stochastic power fluctuation and large deterministic drift reckoning for solar power generation, wind power generation and load demand power can be modeled as [5]

$$P = \left(\frac{\phi \cdot \eta \cdot \sqrt{\beta} \cdot (1 - G(s)) + \beta}{\beta} \right) \cdot \Gamma = \Gamma \cdot X, \quad (7)$$

where ϕ is the stochastic component of the power, P represents the wind or solar and load powers, β presents the mean value of the power, η is a constant normalizes the generated or demand powers (X) constant to correspondence per unit (p.u.) level, and Γ is time-dependent switching signal with a gain causes sudden fluctuation of the average value for stochastic power [5, 8]. For the wind power generation the parameters of (7) are

$$\phi \sim U(1,1), \eta = 0.8, \beta = 10, G(s) = \frac{1}{10^4 + 1}$$

and

$$\Gamma = 0.24 \cdot h(t) - 0.04 \cdot h(t - 140), \quad (8)$$

where $h(t)$ is the Heaviside step function.

For the solar power generation the parameters of (7) are

$$\phi \sim U(1,1), \eta = 0.9, \beta = 10, G(s) = \frac{1}{10^4 + 1}$$

and

$$\Gamma = 0.05 \cdot h(t) - 0.02 \cdot h(t - 180), \quad (9)$$

For the demand load the parameters of (7) are

$$\phi \sim U(1,1), \eta = 0.8, \beta = 10, G(s) = \frac{1}{300s + 1} + \frac{1}{1800s + 1}$$

and

$$\Gamma = \frac{1}{X} \left[\begin{array}{l} 0.9 \cdot h(t) + 0.03 \cdot h(t - 110) + 0.03 \cdot h(t - 130) + \\ + 0.03 \cdot h(t - 150) - 0.15 \cdot h(t - 170) + \\ + 0.1 \cdot h(t - 190) \end{array} \right] + 0.02h(t). \quad (10)$$

Fractional order PID controller. PID controller is a specific control loop feedback technic generally used in the industrial control system [6]. The PID controller consists to correct the error between a measured process variable and the desired set point. The $PI^\lambda D^\mu$ controller is defined as a generalization of classical PID controller, Since these fractional controllers have two parameters more than the conventional PID controller: the order of fractional integration λ and that of fractional derivative μ , two more specifications can be met, thus can enhance the performance of the system and could lead to more robust control performances, more adequate modeling and adds more flexibility to controller design. We can control our real-world processes more accurately [7]. The FOPID controller has three parameters similar to the PID controller along with the two additional parameters namely; the integral order λ , and the differential order μ . The transfer function of FOPID controller in Laplace domain is given as presented in Fig. 2 [8, 12]. At Fig. 2 $y(t)$ is controller output, k_p is proportional constant gain, k_i is integration constant gain, k_d is derivative constant gain, λ is order of integration, μ is the order of differentiators.

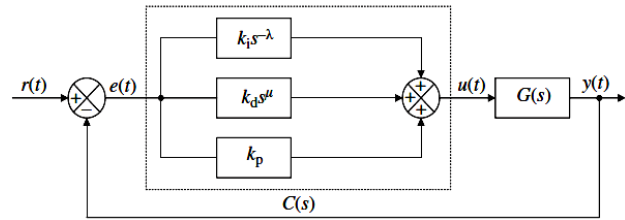


Fig. 2. Fractional order PID controller

When taking $\lambda = \mu = 1$ the result is the classical PID controller (Fig. 3).

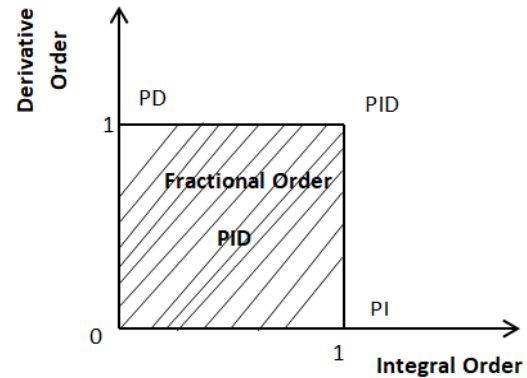


Fig. 3. Expanding from Point to Plane

Due to the presence of stochastic terms in generation and load, the optimization of the parameters controller leads to eliminate the frequency and power deviation.

We will design fractional-order PID controllers using the Krill Herd and display the advantages of the fractional-order controllers.

Objective function and optimization of FOPID controller. For the effective functioning of the hybrid system, the fractional PID controller parameters need to be determined. For this problem, the objective function in (11) is used to minimize the frequency deviation (as well as the control signal ISE (Integral of Squared Error) is used as a fitness function for the optimization of controller parameters). The fitness function has been defined as integration between the T_{min} and T_{max} simulation period, using the sum of square frequency deviation ΔF and the deviation of the control signal (Δu) [5]

$$J = \int_{T_{min}}^{T_{max}} \left[w \cdot \Delta F^2 + \left(\frac{1-w}{K_n} \right) \cdot \Delta u^2 \right] dt, \quad (11)$$

where w represents the Integral of Square Error (ISE) of frequency deviation and the Integral of Squared Deviation of Controller Output (ISDCO).

Overview of Krill Herd Algorithm. KH is a novel optimization technique for resolving the optimization problem [13]. This technique is inspired by the simulation of the herding of Krill swarm in the response of specific biological environment processes. It is characterized by three main actions described as follows [14, 15]:

1. Movement induced by other krill;
2. Foraging action;
3. Random diffusion.

In KH, the Lag radian model is used in d -dimensional decision space as shown in [16]

$$\frac{dX_i}{dt} = N_i + F_i + D_i, \quad (12)$$

where N_i is the motion induced by other Krill; F_i is the foraging motion, and D_i is the physical diffusion of the i th krill.

Krill Herd algorithm [16] is next:

```

Begin
Step 1: initialization.
Step 2: fitness evaluation.
Step 3: While the termination criteria.
Step 4: end while
Step 5: post-processing the results and visualization
End

```

Overview of Particle Swarm Optimization. Many problems have not an exact solution that gives the results in a reasonable time. For overcoming these problems some metaheuristics methods offer an approached solution after much iteration are recently proposed. Among these methods, the PSO algorithm has a general principle to be applied in many fields of optimization problems. PSO is a stochastic optimization algorithm developed by Eberhart and Kennedy, inspired by the social behaviour and fish schooling of bird flocking. Each particle in the swarm is a different possible set of the unknown parameters of the objective function to be optimized. The swarm consists of N particles moving around in a D -dimensional search space. Each particle is initialized with a random position and a random velocity [17, 18]. The new velocity can be calculated by the fellow formula.

$$V_{i+1} = w \cdot V_i + C_1 \cdot r_1 \cdot (P_{best} - X_{ik}) + C_2 \cdot r_2 \cdot (G_{best} - X_i), \quad (13)$$

$$X_{i+1} = X_i + V_{i+1}, \quad (14)$$

where V_i is the component in the dimension of the particle velocity in iteration, X_i is the component in the dimension of the particle position in iteration, C_1 and C_2 are constant weight factors, P_{best} is the best position achieved so far by particle, G_{best} is the best position found by the neighbours of particle, and are random factors in between 0 and 1 interval, and w is inertia weight which is started from a positive initial value (w_0) and decreases during the iterations by

$$W_{k+1} = \beta \cdot W_k.$$

The algorithms of PSO can be described as follows:

Step 1: Initialize a population of particles with random positions and velocities on D -dimensions in the problem space.

Step 2. Evaluation of desired optimization fitness function in D variables for each particle.

Step 3. Comparison of particle's fitness evaluated with its best previous position. If the current value is better, then set the best previous position equal to the current value, and p_i equals to the current location x_i in D dimensional space.

Step 4. Identifying the particle in the neighbourhood with the best fitness so far, and assign its index to the variable g .

Step 5. Change velocity and position of the particle according to Equation (13) and (14).

Step 6. Return to step 2 until a criterion is met or end of iterations.

Results and discussions. The proposed configuration of the microgrid system is executed using MATLAB/Simulink Sawford under different operating conditions in various power scales (Fig. 4). Per unit is considered as the principal unit of all power values.

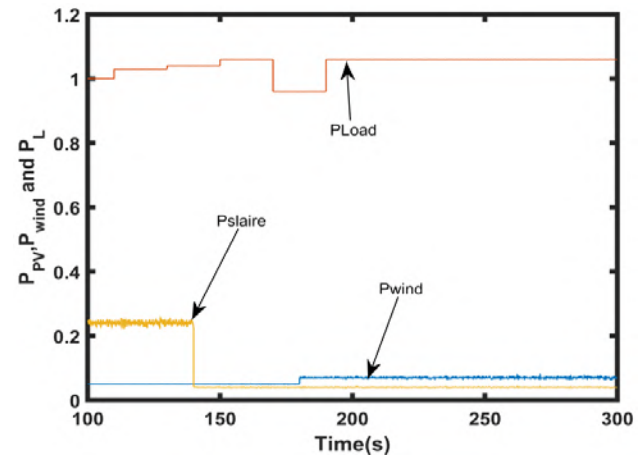


Fig. 4. Power generation from wind and solar system with demand load

Robustness of FOPID using KH and PSO under nominal conditions. In this subsection, the system is simulated under the nominal condition with the application of FOPID optimized using PSO and KH. A comparison between the two optimization techniques is represented on Fig. 5, 6.

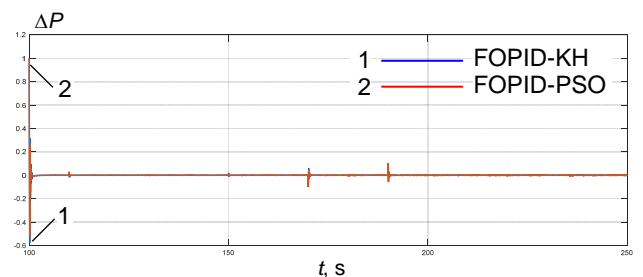
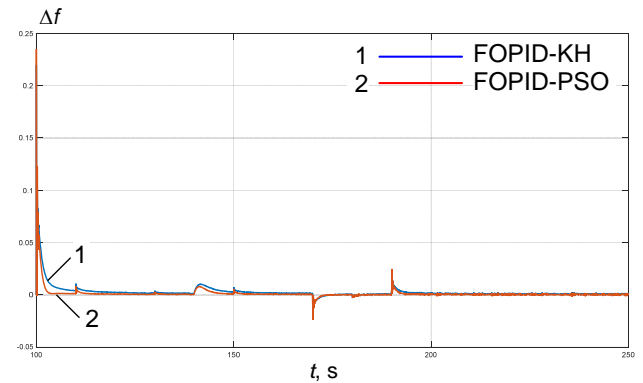


Fig. 5. Frequency and power deviation using best FOPID based KH and PSO

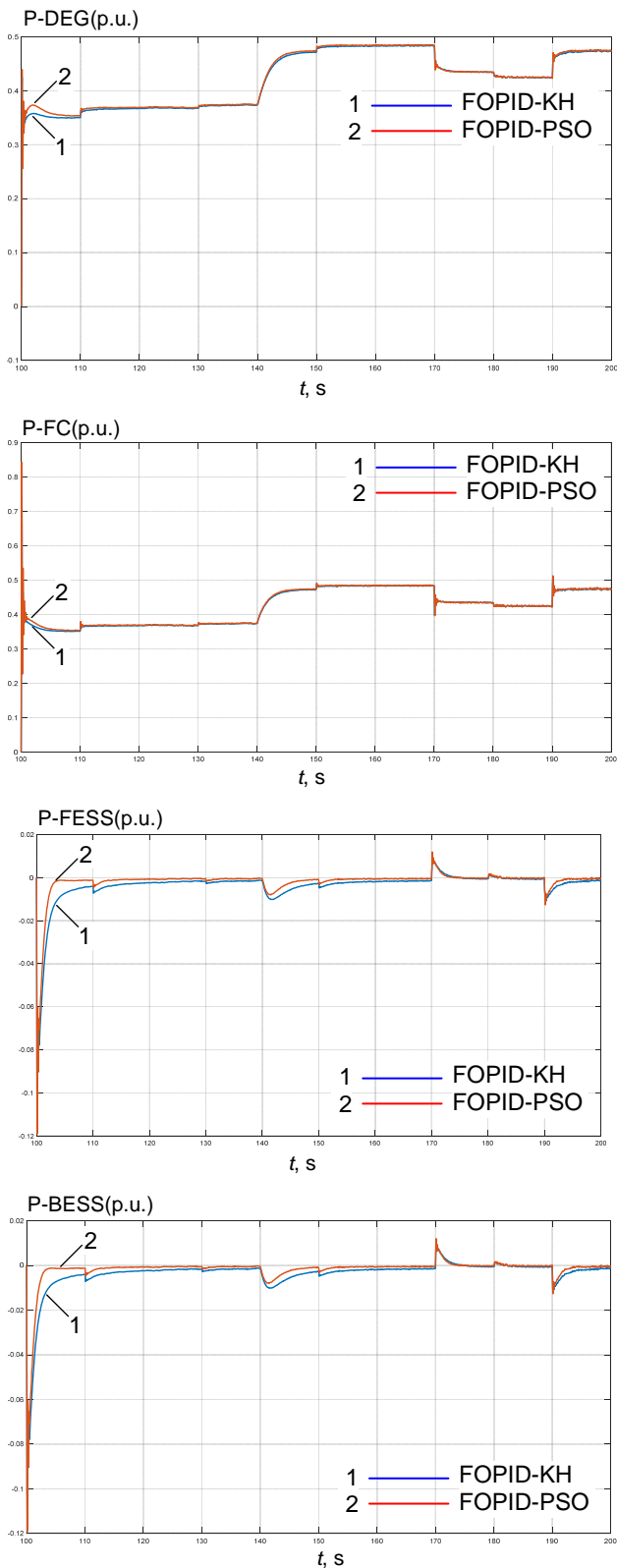


Fig. 6. The output power of different component of Microgrid using best FOPID

Robustness against Disconnecting of BESS and FESS using KH based FOPID. The system is simulated with and without FESS using the FOPID controller which optimized by KH. The obtained results are compared and shown the marked effect of the disconnecting flywheel energy storage system that required adequate control. This control necessity is achieved by applying FOPID. Fig.7

shows the frequency response of the system under FESS and BESS disconnecting.

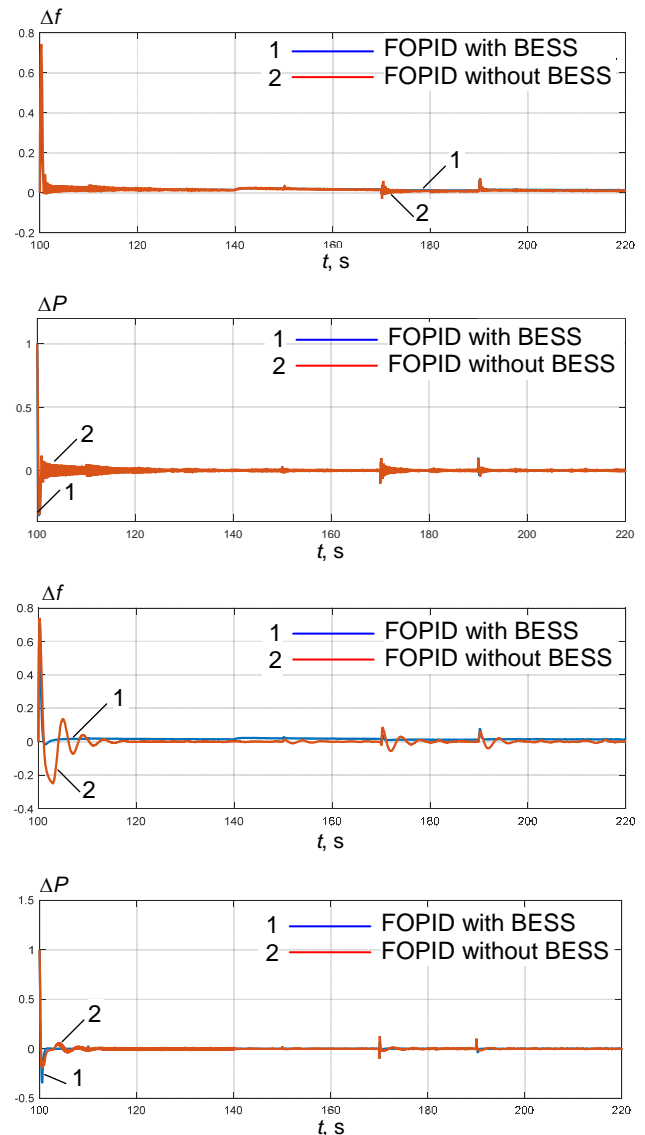


Fig. 7. Impact of BESS and FESS absence using KH with best FOPID

Comparison of PID and FOPID. The proposed system is simulated under nominal conditions using FOPID and PD controllers based on Krill Herd. A comparison is achieved between the two controllers and the results are shown in Fig. 8.

Discussions. The proposed controllers are tuned using Krill Herd and Particle Swarm Optimization in object to testing the system robustness. The system is simulated without the BESS, FESS, and DEG respectively and the effect of these components is tested using FOPID based KH and PSO. Then the obtained results are compared. The previous figures show different results. The result of the comparison of FOPID and PID is shown using KH running for 100 iterations. Though, the optimization method is a convenient technique that can be applied in this type of optimization issue.

Fig. 8 displays the obtained results of frequency and power response for FOPID and PID parameters. From these figures it can be easily observed that frequency

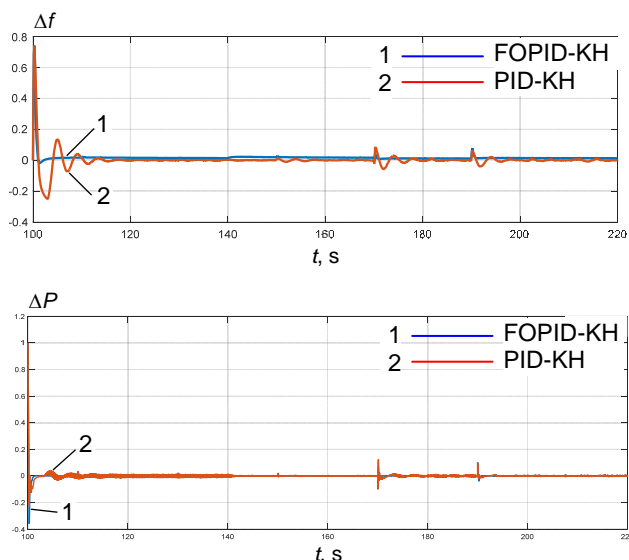


Fig. 8. Frequency and power variations using KH based the best FOPID and PID

deviation reaches zero in the face of disturbances in loads and generation units. These sudden changes in power generations and loads demand to have an important effect on frequency and power variations. The main objective of this letter was to analyze and improve the frequency control. A remarkable better performance of the system can be reached using FOPID controllers based on Krill Herd in comparison with FOPID based PSO. The obtained results present that KH-FOPID performed better than KH-PID due to its low-frequency variation and rapid transient variation. It is also shown that the frequency and power fluctuations in microgrid using FOPID-KH are small than with FOPID- PSO.

Conclusions.

This paper addresses the application of a fractional-order PID controller for microgrid frequency control using Krill Herd to eliminate the influence of the mismatches between the generation and loads which causes high fluctuation of frequency and power in microgrid system based on renewable energy generation. Various Microgrid components are modeled by a transfer function in the first order to simplify the simulation process. The simulation results showed that the Krill Herd based FOPID controller scheme is favourable to send away the frequency and power deviations under perturbation operation conditions in comparison with PSO based FOPID controller because the frequency deviation is small with FOPID-KH (around 0.218) than for FOPID-PSO (around 0.235) and the power deviation varies from 1 p.u to -0.5 p.u with FOPID-KH and from 1 p.u to -0.6 p.u with FOPID-PSO which signify the best performances with FOPID-KH. Furthermore, the proposed controller is suitable to control the perturbation string along with renewable energy sources intermittences and sudden variation in power load. The generated power from DEG is enhanced using the FOPID-KH than by FOPID-PSO as shown (P-DEG equal to 0.41 p.u for FOPID-KH and 0.426 p.u for FOPID-PSO). Form the presented results it can be easily observed that the Krill

Herd is considered as the best optimization technique in terms of rapid response, good robustness to tuning the controller parameters and to improve the proposed system performance. In conclusion, the selected control strategy based optimization technique gives high suitability in microgrid frequency control.

REFERENCES

1. Lee D.-J., Wang L. Small-Signal Stability Analysis of an Autonomous Hybrid Renewable Energy Power Generation/Energy Storage System Part I: Time-Domain Simulations. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2008, vol. 23, no. 1, pp. 311-320. doi: 10.1109/tec.2007.914309.
2. De Souza Ribeiro L.A., Saavedra O.R., De Lima S.L., De Matos J. Isolated Micro-Grids With Renewable Hybrid Generation: The Case of Lençóis Island. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, 2011, vol. 2, no. 1, pp. 1-11. doi: 10.1109/tste.2010.2073723.
3. Kouba N.E.L.Y., Mena M., Hasni M., Boussahoua B., Boudour M. Automatic generation control in interconnected power System with integration of wind power generation using PID based on particle swarm optimization. *International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPO'14)*, Cordoba (Spain), 8-10 April 2014.
4. Senjyu T., Nakaji T., Uezato K., Funabashi T. A hybrid power system using alternative energy facilities in isolated island. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 2005, vol. 20, no. 2, pp. 406-414. doi: 10.1109/tec.2004.837275.
5. Pan I., Das S. Kriging based surrogate modeling for fractional order control of microgrids. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2015, vol. 6, no. 1, pp. 36-44. doi: 10.1109/tsg.2014.2336771.
6. Pan I., Das S. Fractional order fuzzy control of hybrid power system with renewable generation using chaotic PSO. *ISA Transactions*, 2016, vol. 62, pp. 19-29. doi: 10.1016/j.isatra.2015.03.003.
7. Das D.Ch., Roy A.K., Sinha N. Genetic algorithm based PI controller for frequency control of an autonomous hybrid generation system. *Proceedings of the International MultiConference of Engineers and Computer Scientists (IMECS 2011)*, 2011, vol. 2, 16-18 March, 2011, Hong Kong.
8. Regad M., Helaimi M., Taleb R., Gabbar H.A., Othman A.M. Fractional Order PID Control of Hybrid Power System with Renewable Generation Using Genetic Algorithm. *2019 IEEE 7th International Conference on Smart Energy Grid Engineering (SEGE)*, Aug. 2019, Oshawa, ON, Canada, pp. 139-144. doi: 10.1109/sege.2019.8859970.
9. Pandey S.K., Mohanty S.R., Kishor N., Catalão J.P.S. Frequency regulation in hybrid power systems using particle swarm optimization and linear matrix inequalities based robust controller design. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2014, vol. 63, pp. 887-900. doi: 10.1016/j.ijepes.2014.06.062.
10. Regad M., Helaimi M., Taleb R., Toubal Maamar A.E. Optimum Synthesis of the PID Controller Parameters for Frequency Control in Microgrid Based Renewable Generations. *Smart Energy Empowerment in Smart and Resilient Cities*, 2019, pp. 546-556. doi: 10.1007/978-3-030-37207-1_58.
11. Wang L., Lee D.-J., Lee W.-J., Chen Z. Analysis of a novel autonomous marine hybrid power generation/energy storage system with a high-voltage direct current link. *Journal of Power Sources*, 2008, vol. 185, no. 2, pp. 1284-1292. doi: 10.1016/j.jpowsour.2008.08.037.
12. Biswas A., Das S., Abraham A., Dasgupta S. Design of fractional-order $PI\lambda D\mu$ controllers with an improved differential

evolution. *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2009, vol. 22, no. 2, pp. 343-350. doi: **10.1016/j.engappai.2008.06.003**.

13. Gandomi A.H., Alavi A.H. Krill herd: A new bio-inspired optimization algorithm. *Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation*, 2012, vol. 17, no. 12, pp. 4831-4845. doi: **10.1016/j.cnsns.2012.05.010**.

14. Gandomi A.H., Talatahari S., Tadbiri F., Alavi A.H. Krill herd algorithm for optimum design of truss structures. *International Journal of Bio-Inspired Computation*, 2013, vol. 5, no. 5, pp. 281-288. doi: **10.1504/ijbic.2013.057191**.

15. Yaghoobi S., Mojallali H. Tuning of a PID controller using improved chaotic Krill Herd algorithm. *Optik*, 2016, vol. 127, no. 11, pp. 4803-4807. doi: **10.1016/j.ijleo.2016.01.055**.

16. Alikhani A., Suratgar A.A., Nouri K., Nouredanesh M., Salimi S. Optimal PID tuning based on Krill Herd optimization algorithm. *The 3rd International Conference on Control, Instrumentation, and Automation*, Dec. 2013. doi: **10.1109/icciautom.2013.6912801**.

17. Regad M., Helaimi M., Taleb R., Othman A.M., Gabbar H.A. Frequency Control in Microgrid Power System with Renewable Power Generation Using PID Controller Based on Particle Swarm Optimization. *Smart Energy Empowerment in Smart and Resilient Cities*, 2019, pp. 3-13. doi: **10.1007/978-3-030-37207-1_1**.

18. Iruthayarajan M.W., Baskar S. Evolutionary algorithms based design of multivariable PID controller. *Expert Systems with Applications*, 2009, vol. 36, no. 5, pp. 9159-9167. doi: **10.1016/j.eswa.2008.12.033**.

Mohamed Regad¹, PhD student,
M'hamed Helaimi¹, Doctor of Electrical Engineering,
Rachid Taleb¹, Professor,
Hossam Gabbar², Professor,
Ahmed Othman³, Doctor of Electrical Engineering,
¹Electrical Engineering Department,
Laboratoire Génie Electrique et Energies Renouvelables (LGEER),
Hassiba Benbouali University, Chlef, Algeria,
e-mail: mohd.regad@gmail.com,
m.helaimi@univ-chlef.dz, rac.taleb@gmail.com
²Faculty of Energy Systems and Nuclear Science,
University of Ontario Institute of Technology (UOIT),
Oshawa, Canada,
e-mail: hossam.Gaber@uoit.ca
³Electrical Power and Machine Department,
Faculty of Engineering,
Zagazig University, Zagazig, Egypt,
e-mail: ahmed_othman80@yahoo.com

Received 22.01.2020

БУРЯКОВСКИЙ СЕРГЕЙ ГЕННАДИЕВИЧ

(к 60-летию со дня рождения)

26 апреля 2020 года исполняется 60 лет известному ученому в области электромеханических систем и электропривода Сергею Геннадиевичу Буряковскому. После окончания в 1977 году средней школы №35 в г. Харькове он поступил на электромашиностроительный факультет (вечерняя форма обучения) Харьковского политехнического института (ХПИ), который в 1983 году окончил по специальности «Электропривод и автоматизация промышленных установок». После работал инженером в ХПИ на кафедре «Электрификации промышленных предприятий», а позже учился в заочной аспирантуре по специальности «Электротехнические комплексы и системы». В 1993 году успешно защитил в ХПИ кандидатскую диссертацию на тему «Улучшение динамических характеристик главного привода блюминга в режиме пробуксовки валков». До 2000 года работал в НТУ «ХПИ» на различных научных должностях, а с 2002 года и по 2017 год – в Украинском государственном университете железнодорожного транспорта на должностях доцента и профессора. В 2017 году Сергей Геннадиевич успешно защитил в НТУ «ХПИ» докторскую диссертацию на тему «Научные основы выбора электроприводов стрелочных переводов для скоростных и высокоскоростных железных дорог» по специальности «Электротранспорт».

В декабре 2017 года был назначен директором Научно-исследовательского и проектно-конструкторского института (НИПКИ) «Молния» НТУ «ХПИ», специализирующегося в области разработки, создания и практического использования высоковольтной силовой импульсной техники для современных электротехнологий, в том числе и для испытаний различных технических объектов общегражданского и военного назначения на электромагнитную совместимость (ЭМС) и стойкость их к внешнему воздействию мощных электромагнитных помех естественного (большие токи и сильные электромагнитные поля молнии) и искусственного (импульсные электромагнитные поля ядерных взрывов и собственных источников электромагнитного излучения) происхождения. Приход нового технического руководителя в указанный авторитетный научно-исследовательский институт НТУ «ХПИ» позволил уточнить современную роль и место этой уникальной в рамках Министерства образования и науки Украины научной организации в действующем оборонно-промышленном комплексе страны.

В 2018 году юбиляру было присвоено ученое звание профессора. Сергей Геннадиевич продолжает поддерживать научные и учебные связи с университетом железнодорожного транспорта г. Харькова. Им



в рамках учебно-методической работы в указанном университете было издано 12 специальных научно-методических и учебно-методических разработок. Он успешно преподает студентам такие учебные дисциплины как: «Теория электропривода», «Системы тягового автоматизированного электропривода» и «Перспективные системы автоматизированного электропривода и нестационарные режимы их работы». Сергей Геннадиевич, работая в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», стал развивать новое для него научнотехническое направление, связанное с разработкой и исследованием современных конструкций линейных двигателей электромагнитного и индукторного типов, а также вентиляционно-индукторных машин. При этом для исследователей

одними из важных электротехнических задач стали те, которые связаны с обеспечением ЭМС подобного широко применяемого в практике электрооборудования. Такой научнотехнический подход не вступает в конфликт с традиционными направлениями деятельности НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» и лишь расширяет возможности целеустремленного коллектива данного института. При непосредственном участии Сергея Геннадиевича в период 2018-2019 гг. были успешно выполнены на научно-экспериментальном полигоне института, ставшем в свое время объектом национального достояния Украины, лабораторные высоковольтные испытания, направленные на проверку молниестойкости изделий известного отечественного авиастроительного государственного предприятия «Антонов». В настоящее время под его руководством решаются задачи по внедрению в институте стандартов НАТО.

Сергей Геннадиевич является соавтором многих технических изобретений и более 130 научных трудов. Он, как разносторонне развитая творческая личность, подготовил пять кандидатов технических наук, увлекается мировой литературой и спортивной охотой, с наслаждением выращивает на приусадебном участке виноград и цветы, любит слушать песни и романсы. Он воспитал вместе с любимой женой двух прекрасных сыновей.

Ректорат НТУ «ХПИ», сотрудники НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», друзья и коллеги желают крепкого здоровья, семейного счастья, дальнейших успехов в научно-организационной и учебно-преподавательской работе, в научно-технических изысканиях и исследованиях.

Редакционная коллегия журнала «Електротехніка і електромеханіка» присоединяется к этим пожеланиям.

Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

Передплатний індекс: 01216