

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2019/5



EI 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

Електричний транспорт

Електричні станції, мережі і системи

**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
Yufarov 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., НДПКи "Молнія" НТУ "ХПІ"
Буряковський С.Г.	професор, директор НДПКи "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"
Міліх В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Михайлов В.М.	професор, НТУ "ХПІ"
Омельяненко В.І.	професор, НТУ "ХПІ"
Петрушин В.С.	професор, ОНПУ, Одеса
Пуйло Г.В.	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
Vasyliv 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
Puilo G.V.	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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

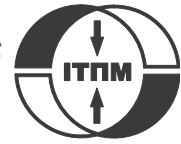
© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2019

© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2019

Підписано до друку 18.10.2019 р. Формат 60 x 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-05-2019. Ціна договірна.

Надруковано ТОВ "Друкарня "Мадрид", Україна, 61024, м. Харків, вул. Максиміліанівська, 11



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славенні імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 51: Конструктор ракетно-космической техники Сергей Королев и его свершения в ракетостроении 3

Електричні машини та апарати

Baida Ye.I., Clemens M., Klymenko B.V., Korol O.G., Pantelyat M.G., Pustovoitov P.Ye. Peculiarities of calculating stationary heating of windings operating in complex forced control systems 12

Рымша В.В., Радимов И.Н., Гулый М.В., Меркулов И.В. Программный комплекс MotorSolve: верификация параметров и характеристик вентильного двигателя с постоянными магнитами 20

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Жемеров Г.Г., Крылов Д.С., Машура А.В. Энергоэффективность системы электроснабжения метрополитена с рекуперацией электроэнергии при торможении 25

Теоретична електротехніка та електрофізика

Резинкина М.М. Расчет электромагнитных полей в неоднородных средах для выбора защитных покрытий 31

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Баранов М.И. Выбор критических сечений электрических проводов и кабелей в силовых цепях электрооборудования промышленной электроэнергетики 35

Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Шиндерук С.А., Стрельникова В.А. Численные оценки токов и сил в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения металлов. Часть 1: Металлы с низкой удельной электропроводностью 40

Гурин А.Г., Костюков И.А. Влияние активного сопротивления обмоток импульсного трансформатора на параметры формируемых на емкостной нагрузке импульсов напряжения 45

Електричний транспорт

Дущенко В.В., Маслієв В.Г., Нанівський Р.А., Маслієв А.О. Застосування магніторологічних еластомерів для керування характеристиками систем підресорювання колісних транспортних засобів 50

Електричні станції, мережі і системи

Belakehal S., Djellad A., Chenni R. Performance comparison of multicell series and NPC multilevel converters for a STATCOM 60

Moghayadniya A., Razavi E. Reactive power control in micro-grid networks using adaptive control 68

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 51: Rocket-space technology designer Sergey Korolev and his accomplishments in missile design 3

Electrical Machines and Apparatus

Baida Ye.I., Clemens M., Klymenko B.V., Korol O.G., Pantelyat M.G., Pustovoitov P.Ye. Peculiarities of calculating stationary heating of windings operating in complex forced control systems 12

Rymsha V.V., Radimov I.N., Gulyy M.V., Merkulov I.V. MotorSolve software package: verification of parameters and characteristics of the brushless permanent magnet motor 20

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Zhemerov G.G., Krylov D.S., Mashura A.V. Energy efficiency of the subway electrical supply system with electrical energy recovery at braking 25

Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics

Rezinkina M.M. Calculation of electromagnetic fields in inhomogeneous media for selection of protective coatings 31

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Baranov M.I. A choice of critical sections of electric wires and cables in power circuits of electrical equipment of power industry 35

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.....	40
Gurin A.G., Kostyukov I.A. The effect of the active resistance of the pulse transformer windings on the parameters of voltage pulses generated on a capacitive load.....	45

Electric Transportation

Dushchenko V.V., Masliev V.G., Nanivskyi R.A., Masliev A.O. Application of magnetorheological elastomers for performance control of cushioning systems for wheeled vehicles.....	50
--	----

Power Stations, Grids and Systems

Belakehal S., Djellad A., Chenni R. Performance comparison of multicell series and NPC multilevel converters for a STATCOM.....	60
Moghayadnia A., Razavi E. Reactive power control in micro-grid networks using adaptive control.....	68

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.

Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ) та Базах даних (БД) ВИНИТИ.

Починаючи з №1 за 2006 р. згідно з Наказом МОН України №688 від 01.12.2005 р. журнал надсилається до УкрІНТЕІ.

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 і, починаючи з 2005 р., представлена на сайті бібліотеки (<http://nbuv.gov.ua/>) в розділі «Наукова періодика України», а також 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), Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ (ELIBRARY), і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів статей відповідно до Вимог, які наведені на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua/>), розміщеному на платформі «Наукова періодика України» (<http://journals.uran.ua/>). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у першу чергу.

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 51: КОНСТРУКТОР РАКЕТНО-КОСМИЧЕСКОЙ ТЕХНИКИ СЕРГЕЙ КОРОЛЕВ И ЕГО СВЕРШЕНИЯ В РАКЕТОСТРОЕНИИ

Наведено короткий науково-історичний нарис про видатного радянського конструктора ракетно-космічної техніки Сергія Павловича Королева, що став одним з основоположників вітчизняного ракетобудування і практичної космонавтики. Відмічений важливий внесок колишніх німецьких ракетників, що працювали в СРСР після закінчення Другої світової війни, в розробку перших радянських балістичних ракет. Описані основні науково-технічні досягнення С.П. Королева в галузі створення радянської стратегічної ракетної зброї і сучасної ракетно-космічної техніки для освоєння землянами ближнього і дальнього космічного простору. Показано, що головний конструктор С.П. Королев є «батьком» вітчизняної ракетно-космічної техніки, що забезпечила запуск першого в світі радянського штучного супутника Землі (1957 р.) і перебування на навколосезній космічній орбіті першого в історії людства радянського космонавта Ю.О. Гагаріна (1961 р.). Бібл. 25, рис. 10.

Ключові слова: ракетно-космічна техніка, видатний радянський конструктор ракетно-космічної техніки Сергій Королев, досягнення у сучасному ракетобудуванні, космонавтика, науково-історичний нарис.

Приведен краткий научно-исторический очерк о выдающемся советском конструкторе ракетно-космической техники Сергее Павловиче Королеве, ставшем одним из основоположников отечественного ракетостроения и практической космонавтики. Отмечен важный вклад бывших немецких ракетчиков, работавших в СССР после окончания Второй мировой войны, в разработку первых советских баллистических ракет. Описаны основные научно-технические достижения С.П. Королева в области создания советского стратегического ракетного оружия и современной ракетно-космической техники для освоения землянами ближнего и дальнего космического пространства. Показано, что главный конструктор С.П. Королев является «отцом» отечественной ракетно-космической техники, обеспечившей запуск первого в мире советского искусственного спутника Земли (1957 г.) и пребывание на околоземной космической орбите первого в истории человечества советского космонавта Ю.А. Гагарина (1961 г.). Библ. 25, рис. 10.

Ключевые слова: ракетно-космическая техника, выдающийся советский конструктор ракетно-космической техники Сергей Королев, достижения в современном ракетостроении, космонавтика, научно-исторический очерк.

Введение. Знакомясь с биографиями выдающихся деятелей науки и техники мира из разных областей знаний, часто «ловишь» себя на мысли о том, что какая зачастую непростая судьба была у этих избранных на великие дела таинственным для нас космосом людей. К своей годами выстраданной и намеченной в сознании цели им приходилось «пробираться» через невероятные жизненные трудности, в числе которых были предательства жестоких и эгоистичных коллег, надуманные обвинения во вредительстве на службе, аресты, судебные приговоры и пребывания в суровых условиях тюрем и лагерей. Особенно это касается таких людей, являвшихся лучшими представителями истинной интеллигенции, жизнь которых пришлась на период революций и разгула на своей родине политических догм и репрессий. Часто объективные законы развития человеческого общества, а иногда и судьбоносные случаи, выводили этих сильных духом людей из жизненных «тупиков» на магистральные пути развития в нем научно-технического прогресса. К числу таких стоических людей относился и выдающийся советский конструктор ракетно-космической техники, дважды Герой Труда (1956 г.; 1961 г.), академик АН СССР (с 1958 г.) Сергей Павлович Королев [1] (рис. 1), которому и посвящается этот очерк.

Целью статьи является подготовка краткого научно-исторического очерка об одном из основоположников отечественного ракетостроения и практической космонавтики, выдающемся советском конструкторе ракетно-космической техники С.П. Королеве.

1. Начало жизненного и творческого пути С.П. Королева. Родился он 12 января 1907 г. в г. Житомире в семье учителя русской словесности Павла Яковлевича Королева [1]. Его мать, Мария Николаевна Моска-

ленко, вскоре рассталась с его отцом (из-за чего Сергей в возрасте с двух до десяти лет воспитывался у родителей матери в г. Нежине, ныне Черниговская обл.) и в 1916 г. переехала в г. Одессу к месту работы нового мужа – инженера-механика Григория Михайловича Баланина (отчима Сергея). С сентября 1917 г. он начинает учиться в первом классе 3-й Одесской мужской гимназии [1]. Бурные события гражданской войны внесли свои коррективы в его учебу.



Рис. 1. Выдающийся советский конструктор ракетно-космической техники, дважды Герой Труда, лауреат Ленинской премии, академик АН СССР Сергей Павлович Королев (12.01.1907 г.-14.01.1966 г.) [1]

Юному Сергею школьную семиклассную программу пришлось проходить дома у родителей. Далее в период 1922-1924 гг. последовала его учеба в строй-профшколе №1 г. Одессы, после которой он получил

© М.И. Баранов

среднее образование и специальность каменщика [2]. В это время он «заболел» авиацией. В 1924 г. Сергей поступил в Киевский политехнический институт по профилю авиационной техники. Здесь он стал спортсменом-планеристом. В 1926 г. он перевелся в Московское высшее техническое училище (МВТУ) имени Н.Э. Баумана на аэромеханический факультет. В феврале 1930 г. Королев С.П. успешно защитил в МВТУ свой дипломный проект, связанный с разработкой конструкции легкого самолета типа СК-4 (руководитель дипломного проекта – будущий выдающийся советский авиаконструктор, трижды Герой Труда, академик АН СССР Туполев А.Н. [3]) [4]. Так под «крылом» самого Туполева А.Н. он стал инженером-аэромехаником. Как оказалось в дальнейшем, этот человек выполнит в его жизни еще большую и фактически судьбоносную роль – «вытянет» его зимой 1939 г. в конструкторский «мир» по разработке новых летательных аппаратов (ЛА) военного назначения (пусть даже и тюремного характера, но с чистой постелью и усиленным питанием) с убийственным по жестоким условиям пребывания тюремного лагеря на далеком золотодобывающем прииске «Мальдяк» советской Колымы и тем самым фактически спасет его от холодной и голодной смерти заключенного [4, 5].

2. Основные события довоенного и военного периодов работы С.П. Королева в ракетной и авиационной технике (1930-1945 гг.). В сентябре 1931 г. Королёв С.П. и талантливый энтузиаст в области ракетных двигателей Цандер Ф.А. добились с помощью советского Осоавиахима создания в г. Москве новой общественной организации – Группы изучения реактивного движения (ГИРД) [6]. В августе 1933 г. в ГИРД был осуществлен удачный запуск первой в СССР небольшой баллистической ракеты с жидкостным реактивным двигателем (ЖРД) [6]. В том же 1933 г. на базе московской ГИРД и Ленинградской газодинамической лаборатории был создан Реактивный научно-исследовательский институт (РНИИ) под руководством Клеймёнова И.Т., заместителем которого стал Королев С.П. (рис. 2) [6].



Рис. 2. Молодой Королев С.П. в период работы в РНИИ (1933 г., г. Москва) [6]

В 1934-1935 гг. он в РНИИ был начальником отделов крылатых ракет и ракетных ЛА. К 1938 г. в этих отделах РНИИ были разработаны проекты жидкостных крылатой и баллистической ракет дальнего действия, а также авиационных ракет для стрельбы по воздушным (наземным) целям и зенитных твердотоп-

ливных ракет. Укажем, что на период 1937-1938 гг. пришлось аресты видных специалистов РНИИ, ставшем с 1937 г. называться НИИ-3 [7, 8]: Клеймёнова И.Т., Лангемака Г.Э. (заместителя директора института по научной части, основного соавтора разработку нового в мире вида вооружения – советской ракетной установки залпового огня (УЗО) «Катюша» [8]), Королёва С.П., Глушко В.П. и др. В настоящее время считается, что к этим арестам, принесшим большой вред отечественной науке и ракетной технике, прямое отношение имел начальник отдела по разработке ЖРД (с 1936 г.) Костилов А.Г. (30.10.1899 г. – 05.12.1950 г.), ставший с 15 сентября 1938 г. (после ареста указанных сотрудников НИИ-3) главным инженером ведущего в СССР института, занимавшегося разработкой и испытаниями ракетных снарядов, установок для их пуска с земли и с самолётов [7-9]. Известно, что Костилов А.Г. 20 июня 1938 г. возглавлял экспертную комиссию НИИ-3, которая дала заключение органам НКВД СССР о вредительском характере деятельности инженеров Глушко В.П. (в будущем выдающегося советского специалиста в области ракетного двигателестроения, дважды Героя Труда, академика АН СССР [10]) и Королёва С.П. [7]. Отметим, что Костилов А.Г., пользуясь служебным положением, фактически присвоил себе соавторство (для маскировки своих воровских замыслов он оформил его совместно с конструктором института Гвайем И.И. и зам. начальника Главного артиллерийского управления РККА страны Аборенковым В.В.) разработки в НИИ-3 гвардейского ракетного миномета «Катюша» (боевой машины БМ-13), изложенное ими в Авторском свидетельстве СССР №3338 от 19 февраля 1940 г. на изобретение «Механизированная установка для стрельбы ракетными снарядами различных калибров» [7]. Интересно и то, что 17 июня 1941 г. (буквально накануне начала Великой Отечественной войны (ВОВ) [3]) Костилов А.Г. продемонстрировал огневую мощь ракетной УЗО «Катюша» на базе отечественного трехосного автомобиля ЗИС-6 руководству ВКП (б) и правительства СССР [7, 8]. Успех от демонстрации работы «Катюши» был просто ошеломляющий! Тут же, 21 июня 1941 г., лично И.В. Сталин, как глава правительства СССР, принял срочное решение о развёртывании серийного производства ракетных снарядов М-13 и пусковых установок БМ-13 для них разработки НИИ-3, а также о начале формирования соответствующих войсковых частей в Красной Армии [7]. Несмотря на ужасные для СССР военные события в начале ВОВ, 28 июля 1941 г. вышли два Указа Верховного Совета СССР о награждении «За выдающиеся заслуги в деле изобретения и конструирования одного из видов вооружения, поднимающего боевую мощь Красной Армии»: главного инженера НИИ-3 Костилова А.Г. (ему первым из Указов было присвоено звание Героя Труда) и 12 сотрудников этого института орденами вторым Указом [7]. Кроме того, «лжеотцу» легендарной «Катюши» вскоре было присвоено воинское звание генерал-майора инженерно-авиационной службы. Карьерный «звездопад» для Костилова А.Г. продолжался и далее: с начала 1942 г. и по 18 февраля 1944 г. он, имея ученую степень к.т.н., был директором НИИ-3, а 29 сентября 1943 г. он был избран чл.-корр. АН СССР (по отделению механики). Но, как говорят у нас в народе, «бог шельму

метит». За «обман советского правительства и срыв его важного задания» Костиков А.Г. был 18 февраля 1944 г. снят с должности и 15 марта 1944 г. арестован (находился он в тюрьме по 28 февраля 1945 г.) [7]. Подозрения в его шпионаже и предательстве не подтвердились. После освобождения он был восстановлен в правах и с 1 августа 1945 г. и до конца жизни проработал в должности начальника бюро НИИ-24, занимавшегося разработкой ракетных снарядов [7, 8].

Истинная роль незаконно репрессированных в 1930-е годы сотрудников РНИИ (НИИ-3) в создании отечественного реактивного оружия УЗО «Катюша» (боевой машины БМ-13) была все же восстановлена [7]: Указом Президента СССР от 21 июня 1991 г. Клеймёнову И.Т., Лангемаку Г.Э., Лужину В.Н., Петропавловскому Б.С., Слонимеру Б.М. и Тихомирову Н.И. было присвоено высокое звание Героя Труда (посмертно), а их имена были реабилитированы.

После столь достаточно большого по объему, но важного для полноты изложения истории создания в СССР ракетной техники на примере легендарной «Катюши» (боевой ракетной установки БМ-13, так много сделавшей для нашей Победы в период ВОВ) отступления возвращаемся к предвоенным событиям, непосредственно связанным с указанным НИИ-3 и именем Королева С.П. 27 июня 1938 г. его на основании указанного выше заключения экспертной комиссии НИИ-3, возглавляемой небезызвестным Костиковым А.Г., арестовали как участника троцкистской контрреволюционной организации [5]. Далее 27 сентября 1938 г. Военной Коллегией Верховного Суда СССР он был осужден на 10 лет пребывания в исправительно-трудовых лагерях. Год провел в Бутырской тюрьме (г. Москва), где на допросах подвергался жестоким пыткам и избиениям [11]. В апреле 1939 г. Королев С.П. оказался на далекой Колыме в лагере заключенных, добывающих золото на прииске «Мальдяк». В первый год своего лагерного пребывания на Колыме он чудом уцелел от чинги и полуголодного существования. Из «лап» смерти вырвал его бывший директор Московского авиазавода № 156 Усачев М.А. (кстати, мастер спорта по боксу, имевший богатырское телосложение), лично знавший Королева С.П. и незаслуженно осужденный на 15 лет за гибель 15 декабря 1938 г. легендарного летчика В.П. Чкалова, новый самолет-истребитель И-180 конструкции Поликарпова Н.Н. которого к летным испытаниям готовился как раз на указанном заводе [12]. Усачев М.А., как «ангел-хранитель», оказался в лагерном бараке прииска «Мальдяк» в критический момент для жизни Королева С.П. рядом с ним. Именно он обеспечил ему экстренно необходимую лагерную медицинскую помощь и дополнительный продуктовый паек, поставивших заключенного-доходягу Королева С.П. «на ноги» [11].

В декабре 1939 г. заключенный Королев С.П. как военный специалист, включенный в список 100 людей, необходимых арестованному в 1938 г. авиаконструктору Туполеву А.Н. для работы в тюремных условиях над новым советским бомбардировщиком, был по этапу отправлен с колымского прииска «Мальдяк» в г. Москву [1, 4]. Интересным фактом является то, что по прибытию этапа в г. Магадан (столицу Колымского края) он опоздал на пароход «Индибирка», направлявшийся в г. Владивосток и затонувший (как стало известно позже) во время шторма в Охотском море [4]. Ну, прямо

знак судьбы для нашего героя! Видимо, он был нужен на Земле для совершения чего-то важного в недалеком будущем. По прибытию 2 марта 1940 г. в г. Москву лагерник Королев С.П. особым совещанием был судим вторично и приговорен к восьми годам тюремного заключения [11]. После чего он был переведен на новое место заключения – ЦКБ-29 при НКВД СССР, где в условиях тюремной «шарашки» под руководством авиаконструктора Туполева А.Н. принимал активное участие в создании и производстве одного из лучшего периода ВОВ фронтового бомбардировщика типа Ту-2 [3] и одновременно инициативно разрабатывал проекты управляемой аэроторпеды и нового варианта ракетного перехватчика [4, 6]. Последнее, наверное, и послужило причиной его перевода в 1942 г. в другое КБ тюремного типа – ОКБ-16 при Казанском авиазаводе №16, где проводились работы над ракетными двигателями новых типов с целью применения их в авиации [1]. В этом учреждении он, со свойственным ему энтузиазмом, отдаётся идее практического использования реактивных двигателей для усовершенствования ЛА: сокращения длины разбега самолёта при взлёте и повышения динамических характеристик самолёта во время воздушного боя. В начале 1943 г. Королева С.П. в рамках ОКБ-16 назначили главным конструктором группы реактивных установок, используемых на самолетах [1]. По итогам работы над разработкой авиационной реактивной установки он был в июле 1944 г. досрочно освобожден из заключения со снятием судимости, но без реабилитации. В 1945 г. за доблестный труд последовало награждение Королева С.П. орденом «Знак Почета» [5]. До конца ВОВ он активно проработал как вольнонаемный в ОКБ-16 при Казанском авиазаводе.

3. О вкладе бывших немецких ракетчиков в создание первых советских баллистических ракет. Долгие годы о работе в СССР немецких ракетчиков, приглашенных, как у нас говорят, в добровольно-принудительном порядке работниками спецслужб страны-победителя во Второй мировой войне для передачи имевшегося у них опыта в области создания ракетной техники советским специалистам, просто замалчивалось. Что касается США, то американцы никогда не скрывали, что у их первоначальных успехов в создании баллистических ракет и полетах в космос находился «немецкий ракетный фундамент», включавший в себя и 765 ведущих немецких ракетчиков, работавших, начиная с сентября 1945 г., на американскую армию [10, 13]. Как известно, в Германии к сентябрю 1944 г. была создана впервые в мире боевая баллистическая одноступенчатая ракета с ЖРД средней дальности типа «Фау-2» (главный конструктор ракеты – выдающийся немецкий конструктор ракетной техники Вернер фон Браун [10]), способная доставлять по воздуху со скоростью до 1,5 км/с обычную химическую взрывчатку (например, тринитротолуол) весом до 1 т на расстояние до 300 км [10, 14]. В сентябре 1945 г. Королев С.П. был командирован в Германию, где в составе советской Технической комиссии почти год ознакамливался с немецкой трофейной ракетной техникой [13]. Отметим, что благодаря восстановлению в послевоенной Германии одного из подземных заводов по производству ракеты «Фау-2» вблизи г. Нордхаузен [10], оказавшегося в советской зоне оккупации, в СССР были отправлены 10 комплектов этой ракеты [13]. Большой вклад в эту работу внес ракетчик-

долгожитель Черток Б.Е. (1912 г. – 2011 г.), стоявший у «истоков» ракетостроения СССР и ставший в дальнейшем заместителем у Главного конструктора ракетно-космической техники Королева С.П. и оставивший после себя бесценные мемуары о развитии ракетной техники в СССР [14-17]. Мудрый Черток Б.Е., находясь еще в Германии в составе упомянутой Технической комиссии, сумел привлечь талантливого помощника и соратника Вернера фон Брауна Гельмута Греттруппа (1916 г. – 1981 г.) к работам в области становления советского ракетостроения. В свою очередь, Г. Греттрупп, благодаря своим обширным знаниям, таланту руководителя, порядочности, широте взглядов на технические проблемы и доброжелательному характеру, сумел заинтересовать многих немецких ракетчиков в работах по ракетной технике в интересах СССР. В итоге, летом 1946 г. около 500 немецких специалистов во главе с Г. Греттруппом были отправлены в СССР для подъема советской ракетной отрасли [13]. При этом часть из них (до 150 человек) была размещена в полной изоляции от людей на острове Городомля посреди живописного озера Селигер (Тверская обл.) [13].

В СССР для руководства ракетными разработками 16 мая 1946 г. на базе артиллерийского завода №88 был создан головной НИИ-88 (ст. Подлипки, Московская обл.) во главе с крупным советским организатором военного производства генерал-майором Гонором Л.Р. [18, 19]. В структуре советского НИИ-88, имевшего 25 отделов, немецким ракетчикам была отведена скромная роль Филиала №1. Необходимо отметить, что работающие в СССР в отличных бытовых условиях с высокими зарплатами ставшие «советскими» немцы-ракетчики, опережая по ряду достижений «американских» немцев-ракетчиков (группу Вернера фон Брауна [10]), в разработанных ими проектах баллистических ракет стали мировыми первопроходцами. Именно они для этих ракет впервые предложили [13]: отделяющиеся головные части, несущие баки, промежуточные днища, горячий наддув топливных баков, плоские форсуночные головки ракетных двигателей, управление вектором тяги ракеты с помощью двигателей и др. В их составе были ученые-ракетчики с мировым именем [13]: Нох (Хох, системы управления), Magnus (Магнус, гироскопы), Umpfenbah (Умпфенбах), Albring (Альбринг), Müller (Мюллер) и Rudolf (Рудольф). Ими в рамках создания ракетного «щита» СССР были выполнены проекты баллистических ракет на 600, 800, 2500 и 3000 км. Они предложили и проект межконтинентальной баллистической ракеты (аналог будущей известной советской стратегической ракеты Р-7) [13]. С 1953 г. начался «исход» обрусевших немецких ракетчиков из СССР. Как говорится, «мавр сделал свое дело, мавр может удалиться». Как и положено руководителю, последним покинул СССР Г. Греттрупп. Известный советский ракетчик Черток Б.Е. в своих мемуарах отмечает, что на вокзале при проводах этого немца-ракетчика «он от стыда не мог смотреть Г. Греттруппу в глаза» [13, 14].

4. Основные достижения С.П. Королева в ракетно-космической технике в послевоенный период его работы (1946-1966 гг.). Начнем с того, что 13 мая 1946 г. вышло закрытое Постановление СМ СССР № 1017-419 сс «Вопросы реактивного вооружения» (в настоящее время оно рассекречено), направленное на создание в СССР новой военной отрасли по разработ-

ке и производству ракетного вооружения стратегического назначения [6]. В соответствии с этим директивным документом в августе 1946 г. Королев С.П. был назначен начальником отдела №3 Специального конструкторского бюро (СКБ) при НИИ-88 по разработке баллистических ракет среднего и дальнего радиуса действия. Первоначальной задачей для Королева С.П., поставленной перед НИИ-88 лично И.В. Сталиным, была разработка и создание отечественного аналога немецкой баллистической ракеты «Фау-2», получившего название «Изделие №1» (ракета Р-1) [6]. В октябре 1948 г. Королев С.П. (рис. 3) начинает летно-конструкторские испытания советской баллистической одноступенчатой ракеты Р-1 (аналога «Фау-2») и в 1950 г. успешно сдает ее на вооружение Советской Армии [20].



Рис. 3. Советский конструктор ракетной техники Королев С.П. на полевых испытаниях созданной под его началом баллистической ракеты (1948 г., полигон Капустин Яр) [4]

Эта ракета с дальностью действия в 300 км от немецкой ракеты «Фау-2» отличалась значительно большей надежностью в хранении и работе [20]. Далее под началом Королева С.П. была создана баллистическая ракета Р-2 с дальностью полета в 600 км [20]. Ракета Р-2 с ЖРД имела несущий топливный бак, более удобную для эксплуатации в воинских частях компоновку и отделяющуюся в полете боевую головную часть. Новая система автономного управления ракеты Р-2 обладала вдвое большей, по сравнению с ракетой Р-1, точностью стрельбы по целям [20].

К началу 1950 г. рамки отдела №3 в НИИ-88 стали тесны для быстро растущего коллектива конструкторов-ракетчиков, руководимых Королевым С.П. 30 апреля 1950 г. вышел приказ Министра вооружений СССР генерал-полковника Устинова Д.Ф. о преобразовании СКБ НИИ-88 в Особое конструкторское бюро №1 (ОКБ-1) при НИИ-88 по разработке баллистических ракет с ЖРД дальнего действия, которое с 1956 г. становится самостоятельным предприятием, а Королев С.П. назначается его начальником и Главным конструктором (г. Калининград, Московская обл., ныне г. Королев) [6]. Далее в 1953 г. последовала реализация проекта баллистической ракеты Р-3А нестабилизаторной схемы с дальностью полета в 1200 км [6]. В течение 1954 г. ОКБ-1 Королева С.П. на базе этой ракеты закончило работу над разработкой ракеты Р-5М с дальностью действия до 1200 км, несущей ядерный боевой заряд [6]. Успешные летные испытания на Семипалатинском полигоне СССР (Юго-Восточный Казахстан) этой ракеты дали основание

Минобороны СССР принять ее в 1956 г. на вооружение. Это была первая отечественная стратегическая ракета, ставшая основой ракетно-ядерного «щита» нашей страны [5]. На основе ракеты Р-11 Королев С.П. разработал и сдал на вооружение Советской Армии в 1957 г. стратегическую баллистическую ракету Р-11М с ядерной боевой частью, транспортируемую в заправленном виде на танковом шасси [20]. После определенной модификации этой ракеты к морским условиям боевого дежурства советских атомных подводных лодок (АПЛ) в ОКБ-1 Королева С.П. была создана баллистическая ракета Р-11ФМ морского базирования [20]. При этом данная ракета была оснащена новой системой управления и прицеливания, обеспечивающей возможность ведения стрельбы при довольно сильном волнении моря с надводного положения АПЛ. Для окончательной доводки этой боевой машины документация на нее была передана в СКБ-385 (г. Миасс, Челябинская обл.). Вместе с ракетой Р-11ФМ в этот теперь всемирно известный российский Центр по разработке баллистических ракет морского базирования был направлен на постоянную работу и талантливый конструктор Макеев В.П., ставший впоследствии его Главным конструктором [20, 21]. В этой связи можно говорить о том, что Королев С.П. заложил основы для становления на Урале этого уникального в СССР Центра ракетостроения. Советские жидкостные баллистические ракеты по ряду параметров проигрывали американским твердотопливным ракетам. Поэтому в ОКБ-1 под руководством Королева С.П. были разработаны экспериментальные баллистические ракеты РТ-1 и РТ-2 на твердом топливе [5]. Заметим, что современные ракетные комплексы в основном оснащаются твердотопливными межконтинентальными баллистическими ракетами (МБР), в основе которых находится МБР РТ-2, созданная еще Главным конструктором ОКБ-1 Королевым С.П. [5, 6].

Основным направлением в научно-технической деятельности академика АН СССР Королева С.П. в области ракетной техники была разработка и создание МБР, работающих на ЖРД [1]. Особое место в ряду достижений ОКБ-1 и его Главного конструктора Королева С.П. занимает разработка и создание двухступенчатой МБР типа Р-7 (8К71) с ЖРД. В 1956 г. данная стратегическая МБР была разработана. Она имела отделяющуюся головную часть (боеголовку на 5 Мт) массой до 5,5 т и дальность полета в 8 тыс. км (рис. 4) [1, 20].

Эта ракета прошла успешные испытания в 1957 г. на специально построенном для этих целей ракетном полигоне №5 (Юго-западный Казахстан), более известном широкому читателю как южный космодром «Байконур» (вблизи г. Ленинск) [1, 15]. Укажем и то, что для боевого дежурства этих МБР в СССР была построена стартовая станция (объект «Ангара») в районе пос. Плесецк (Архангельская обл.), известная в настоящее время как северный космодром «Плесецк» (Россия) [1, 16]. Отметим, что модификация данной МБР с названием Р-7А (8К74) обладала боеголовкой на 3 Мт массой 3 т и дальностью полета в 12 тыс. км [1, 22]. МБР типа Р-7А находилась на вооружении ракетных войск стратегического назначения (РВСН) СССР в период 1960-1968 гг. [1, 15]. В дальнейшем в ОКБ-1 была разработана более совершенная конструкция двухступенчатой МБР с ЖРД типа Р-9, запускаемая с

открытой стартовой позиции (Главный конструктор – Королев С.П.) [20]. В этой ракете в качестве окислителя стал использоваться переохлажденный жидкий кислород. В 1962 г. на вооружение РВСН СССР поступила модификация этой ракеты Р-9А, запускаемая с закрытой стартовой позиции (шахтный вариант МБР) [20]. На этом ОКБ-1, руководимое Королевым С.П., перестало заниматься боевой ракетной тематикой и сосредоточило свои конструкторские силы и творческие возможности на разработке и создании ракетносителей и систем, предназначенных для мирного освоения ближнего и дальнего космоса.

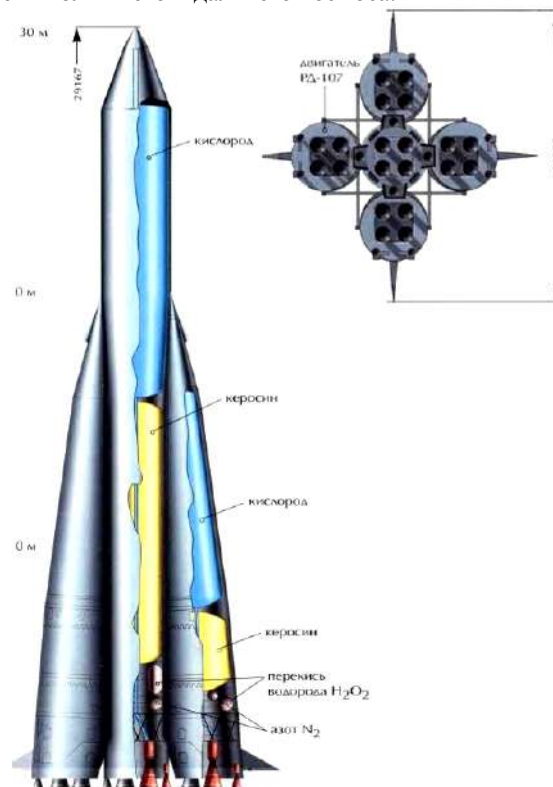


Рис. 4. Советская МБР Р-7 и ее основные элементы [22]

На рис. 5 и 6 приведены общие виды ЖРД соответственно типа РД-107 и РД-108 (Главный конструктор – академик АН СССР Глушко В.П. [23]), установленные в количестве 4 шт. на первой ступени (боковые блоки, см. рис. 4) и в количестве 1 шт. (по центру МБР) на второй ступени советской МБР Р-7 (с индексом 8К71) [20, 22].

Заметим, что ракета Р-7 была выполнена с параллельным делением ступеней. Она состояла из одного центрального и четырех боковых ракетных блоков. При ее старте двигательные установки – ЖРД всех пяти блоков ракеты запускались одновременно. Такая схема была характерной для первых МБР СССР. Для управления движением МБР Р-7 (стартовая масса – 280 т) в ее конструкции были впервые использованы не газовые рули, а рулевые реактивные двигатели (РРД). При этом на каждом из четырех боковых блоков Р-7 было установлено по два однокамерных РРД, а на единственном центральном блоке – четыре подобных РРД (см. рис. 5 и 6) [20, 22].

В 1955 г. задолго до окончания разработки и летных испытаний МБР Р-7 чл.-корр. АН СССР (с 1953 г.) Королев С.П., академик АН СССР Келдыш М.В. и д.т.н. Тихонравов М.К. «вышли» с предложением в СМ

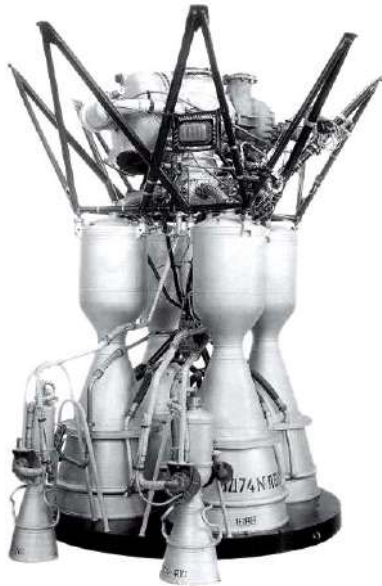


Рис. 5. Четырехкамерный ЖРД типа РД-107, использованный на первой ступени советской МБР типа Р-7 (8К71) [22]

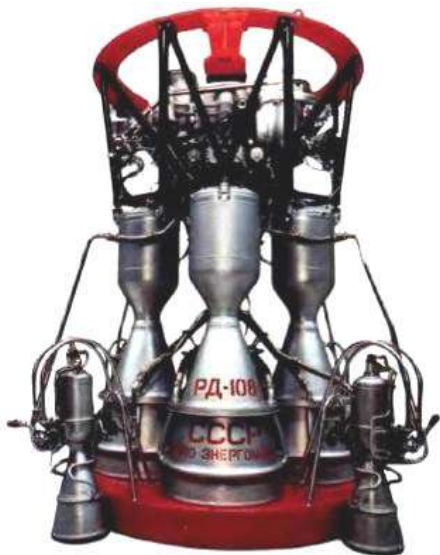


Рис. 6. Четырехкамерный ЖРД типа РД-108, использованный на второй ступени советской МБР типа Р-7 (8К71) [22]

СССР о выведении в космос с помощью МБР советского искусственного спутника Земли (ИСЗ) [20]. Советское правительство, возглавляемое Хрущевым Н.С., поддержало данное предложение, сулившее СССР в случае успеха большие политические дивиденды. После создания в 1956 г. в СССР надежного ракетно-ядерного «щита» (термоядерной бомбы типа РДС-6с [24] и средства ее доставки в любую точку планеты в виде МБР типа Р-7), способного научить уму-разуму воинственных американских «ястребов», можно было для демонстрации советской ракетной мощи заняться и космосом. Для реализации этих важных мирных планов в ОКБ-1 в период 1957-1966 гг. под руководством Главного конструктора Королева С.П. было разработано целое семейство новых ракетносителей, базирующихся на МБР Р-7 (рис. 7) [22].

4 октября 1957 г. СССР с помощью модифицированной МБР типа Р-7 с индексом 8К71PS (см. рис. 7), стартовавшей с космодрома «Байконур», впервые в мире вывел на околоземную космическую орбиту ИСЗ, имевший массу 83,6 кг [20, 25]. Первый советский

ИСЗ, пролетая над планетой Земля, непрерывно излучал в окружающее его космическое пространство электромагнитные сигналы, принимаемые радиолюбителями всех стран мира. На рис. 8 показан общий вид советской МБР типа Р-7 (8К71PS), запустившей в космос первый в мире ИСЗ, в период ее предстартовой подготовки на космодроме «Байконур» [22].

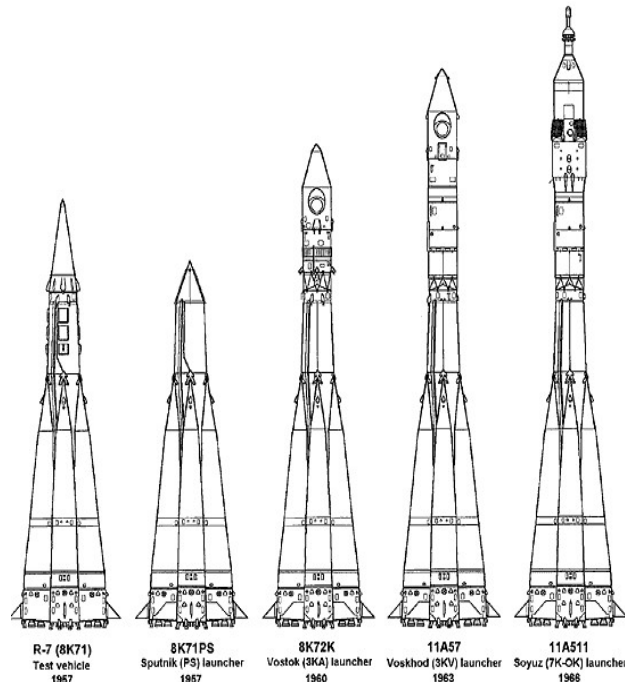


Рис. 7. Семейство ракетносителей, созданных в ОКБ-1 под руководством Королева С.П. на базе МБР Р-7 (8К71) [22]



Рис. 8. Советская МБР типа Р-7 (8К71PS), вывевшая в 1957 г. на околоземную орбиту первый в мире ИСЗ, на стартовом столе космодрома «Байконур» во время ее подготовки к запуску (Главный конструктор – Королев С.П., 1957 г.) [22]

Запуск и полет первого советского ИСЗ имел в мире ошеломляющий успех. Американские ракетчики и руководство США были в настоящем шоке. Вся мировая общественность восторгалась этим прорывом СССР в космос. Позже Королев С.П., руководивший всеми работами в СССР по запуску этого ИСЗ, говорил [1]: «...Он был мал, этот самый первый искусственный спутник нашей старой планеты, но его звонкие позывные разнеслись по всем материкам и среди всех народов как воплощение дерзновенной мечты человечества». В ОКБ-1 под началом Королева С.П. параллельно с подготовкой ракетной техники к пилотируемым полетам в космическое пространство в этот период активно продолжались работы над спутниками научного, народнохозяйственного и оборонного назначения. В 1958 г. разрабатываются и выводятся в космос советские геофизические спутники, предназначенные для изучения радиационных поясов Земли.

В 1959 г. в СССР под руководством Королева С.П. создаются и запускаются к Луне три автоматические станции (АС). При этом [1]: АС «Луна-1» пролетела вблизи поверхности Луны; АС «Луна-2» символически доставила на спутник Земли вымпел СССР, превратившись при ударе об ее поверхность в плазму; АС «Луна-3» впервые в мире выполнила фотографирование обратной (невидимой с Земли) стороны Луны. В советском ОКБ-1 с 1960 г. приступили к разработке нового космического аппарата, предназначенного для мягкой посадки на поверхность Луны и передачи на Землю с его помощью лунной панорамы.

12 апреля 1961 г. Королев С.П. и возглавляемый им большой коллектив советских конструкторов-ракетчиков снова поражает мировую общественность [1]: в СССР с помощью первого пилотируемого космического корабля «Восток-1» и ракетносителя Р-7 (8К72К) (см. рис. 7) осуществляется первый в мире полет человека в космическом пространстве вокруг Земли (корабль «Восток-1» совершил за 108 мин. один виток вокруг нашей планеты и возвратился на Землю). Этим легендарным человеком-космонавтом стал гражданин СССР Юрий Алексеевич Гагарин (рис. 9).



Рис. 9. Главный конструктор ОКБ-1, академик АН СССР Королев С.П. и первый в мире космонавт Гагарин Ю.А. [4]

В 1962 г. Королев С.П. выполнил подготовку и провел групповой полет вокруг Земли пилотируемых космических кораблей «Восток-3» и «Восток-4». В этом же году он и его ОКБ-1 участвовали в запуске межпланетной станции «Марс-1» [2]. В 1963 г. в ОКБ-

1 был разработан проект ракетносителя типа Р-7 (11А57) (см. рис. 7) для пилотируемого космического корабля «Восход». В 1965 г. руководил работами по космическому полету корабля «Восход-2», в ходе которого советский космонавт Леонов А.А. впервые в истории мировой космонавтики вышел в открытый космос (примерно на 12 мин.) [2]. Участвовал со своим коллективом ученых и специалистов в ракетных запусках советских АС «Луна-5», «Луна-6», «Луна-7», «Луна-8», «Венера-2», «Венера-3», космического аппарата «Зонд-3» и спутника связи «Молния-1» [2]. В 1966 г. в ОКБ-1 под руководством Королева С.П. был разработан проект ракетносителя типа Р-7 (11А511) (см. рис. 7) для пилотируемого космического корабля нового поколения «Союз» [2]. Академик АН СССР Королев С.П. принимал непосредственное участие не только в конструкторских разработках советской ракетно-космической техники. Он был автором и соавтором более 250 научных статей и изобретений [4]. Королев С.П. был дважды женат. Первый раз он женился в 1931 г. на своей однокласснице Ксении Винцентини. В 1935 г. в этом браке родилась его единственная дочь Наталья, ставшая в дальнейшем врачом, д.м.н. и профессором. В 1948 г. семья Королева С.П. распалась [5]. Вторая его жена (с 1949 г.) – Нина Ивановна Котенкова (1920 г. – 1999 г.) работала переводчицей в ранее указанном нами закрытом НИИ-88 [5].

Конструктор Королев С.П. еще с 1950-х годов «вынашивал» идею запуска человека на Луну. Соответствующая космическая программа СССР разрабатывалась при поддержке главы советского правительства Хрущева Н.С. [1]. Сначала программа СССР по освоению Луны осуществлялась с помощью беспилотных космических кораблей. Первые попытки Королева С.П. по созданию нового мощного ракетносителя (проект ракеты Н-1) для доставки на Луну пилотируемого космического корабля оказались неудачными [17, 20]. Преждевременная смерть Главного конструктора ОКБ-1 Королева С.П. прервала творческий полет его мыслей в области реализации советской Лунной программы. Его преемнику Мишину В.П. в сжатые сроки создать лунный космический комплекс также не удалось. В этой связи правительство СССР приняло решение о закрытии этой программы. Как мы знаем, успеха в 1969 г. в высадке на Луну человека добились США благодаря созданию мощного ракетносителя «Сатурн-5» под руководством выдающегося немецко-американского конструктора ракетной техники Вернера фон Брауна [10].

Известный ученый-математик и механик, Президент и академик АН СССР Келдыш М.В. следующим образом характеризовал «отца» отечественного ракетостроения и практической космонавтики, академика АН СССР Королева С.П. [5]: «...Преданность делу, необычный талант ученого и конструктора, горячая вера в свои идеи, кипучая энергия и выдающиеся организаторские способности. Он обладал громадным даром и смелостью научного и технического предвидения, а это способствовало претворению в жизнь сложнейших научно-технических замыслов». 14 января 1966 г. Королев С.П. скончался во время сложной хирургической операции на кишечнике (у него во время операции была обнаружена саркома прямой кишки). Урна с его прахом находится в Кремлевской

стене на Красной площади г. Москвы (Россия) [4]. После его ухода из жизни темпы развития в СССР космических программ снизились [5]. И по сей день ни в России, ни в США, как наиболее развитых «космических» стран мира, не появился равный Королеву С.П. по масштабу личности и дарования человек, способный к прорывным успехам в освоении космоса.

5. Награды, знаки отличия и признания заслуг С.П. Королева. Этот великий конструктор в области ракетостроения СССР и ученый-практик был награжден следующими советскими государственными наградами и удостоен таких почетных званий [1]:

- двумя золотыми медалями Героя Труда «Серп и Молот» (1956 г., 1961 г.);
- тремя орденами Ленина и орденом «Знак Почета» (1956 г., 1961 г., 1965 г., 1945 г.);
- лауреат Ленинской премии (1957 г.);
- академик АН СССР (1958 г.);
- золотой медалью имени К.Э. Циолковского АН СССР (1958 г.);
- медалями «За трудовую доблесть» и «Доблестный труд в ВОВ 1941-1945 гг.» (1945 г.);
- почетный гражданин г. Королев (переименованного в 1996 г. по инициативе российской общественности подмосковного г. Калининград) и г. Калуги.

В 1966 г. АН СССР учредила золотую медаль имени С.П. Королева «За выдающиеся заслуги в области ракетно-космической техники». В г. Житомире и г. Москве ему установлены памятники, а на космодроме «Байконур» и в г. Казани на здании ОАО «КМПО» (бывшего авиазавода №16 и ОКБ-16) – мемориальные доски-горельефы (рис. 10). Его имя «носят» Самарский аэрокосмический университет (бывший Куйбышевский авиационный институт), научно-исследовательский корабль России, Российская ракетно-космическая корпорация «Энергия» (правопреемница легендарного ОКБ-1), улицы городов бывшего СССР, включая и города Украины: г. Одессу, г. Киев, г. Днепр, г. Черкассы, г. Ужгород [20]. Его именем названы высокогорный пик на Памире («Крыше мира») и горный перевал на заоблачном Тянь-Шане.



Рис. 10. Мемориальная доска в честь выдающегося советского конструктора ракетно-космической техники Королева С.П., установленная на здании ОКБ-16 бывшего Казанского авиазавода №16, в котором он в период 1942-1945 гг. работал над усовершенствованием ЛА (г. Казань, Россия) [11]

Выводы. С именем выдающегося конструктора ракетно-космической техники С.П. Королева связаны создание в СССР в конце 1950-х годов ракетного вооружения стратегического назначения, ставшего основой советского ракетно-ядерного «щита», запуск в космос первого в мире ИСЗ и запуск на околоземную космическую орбиту первого в истории человечества человека-космонавта. Он явился первопроходцем в СССР в области многих направлений создания и развития отечественного ракетно-ядерного вооружения и ракетно-космической техники для мирного освоения космического пространства. Он, как председатель Совета Главных конструкторов СССР (1950-1966 гг.), осуществлял координацию всех важнейших советских работ в области разработки и создания ракетной техники военного и гражданского назначения. Ему были присущи конструкторский талант и талант организатора научно-технических работ крупного масштаба.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <http://odesskiy.com/k/korolyov-sergej-pavlovich.html>.
2. <https://kpi.ua/ru/node/11087>.
3. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 48: Авиаконструктор Андрей Туполев и его свершения в самолетостроении // Электротехника і електромеханіка. – 2019. – №2. – С. 3-8. doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.01.
4. http://ptiburdukov.ru/Справочник/Биографии/Королев_Сергей_Павлович.
5. <https://24smi.org/celebrity/3744-sergei-korolev.html>.
6. <http://stuki-druki.com/authors/Korolev.php>.
7. https://ru.wikipedia.org/wiki/Костиков_Андрей_Григорьевич.
8. Голованов Я.К. Королёв: Факты и мифы. – М.: Наука, 1994. – 800 с.
9. <http://epizodsspace.airbase.ru/bibl/ogonek/1988/ljeotets.html>.
10. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 50: Конструктор ракетно-космической техники Вернер фон Браун и его свершения в ракетостроении // Электротехника і електромеханіка. – 2019. – №4. – С. 3-11. doi: 10.20998/2074-272X.2019.4.01.
11. <https://histrf.ru/lichnosti/biografii/p/koroliev-sierghiei-pavlovich>.
12. <https://pravo.ru/process/view/12232>.
13. https://zn.ua/SOCIETY/samaya_bolshaya_tayna_sovetskoy_raketnoy_tehniki.html.
14. Черток Б.Е. Ракеты и люди. В 4-х томах. Том 1. М.: Машиностроение, 1999. – 416 с.
15. Черток Б.Е. Ракеты и люди. Фили–Подлипки–Тюратам. В 4-х томах. Том 2. – М.: Машиностроение, 1999. – 448 с.
16. Черток Б.Е. Ракеты и люди. Горячие дни холодной войны. В 4-х томах. Том 3. – М.: Машиностроение, 1999. – 448 с.
17. Черток Б.Е. Ракеты и люди. Лунная гонка. В 4-х томах. Том 4. – М.: Машиностроение, 1999. – 538 с.
18. <https://history.wikireading.ru/81266>.
19. http://www.astronaut.ru/bookcase/books/chert1/text/20.htm?reload_coolmenus.
20. <http://space.hobby.ru/korolev.html>.
21. <http://www.makeyev.ru/about/history/makeev>.
22. <http://oruzhie.info/raketi/335-r-7>.
23. <http://space.hobby.ru/glushko.html>.
24. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 7: Создание ядерного и термоядерного оружия // Электротехника і електромеханіка. – 2012. – №2. – С. 3-15. doi: 10.20998/2074-272X.2012.2.01.
25. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 3-х томах. Том 2. – Х.: НТМТ, 2013. – 333 с.

REFERENCES

1. Available at: <http://odesskiy.com/k/korolyov-sergej-pavlovich.html> (accessed 07 May 2018). (Rus).
2. Available at: <https://kpi.ua/ru/node/11087> (accessed 22 July 2018). (Rus).
3. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 48: Aircraft designer Andrey Tupolev and his accomplishments in airplane design. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.2, pp. 3-8. doi: **10.20998/2074-272X.2019.2.01**.
4. Available at: http://ptiburdukov.ru/Справочник/Биографии/Королев_Сергей_Павлович (accessed 11 October 2018). (Rus).
5. Available at: <https://24smi.org/celebrity/3744-sergei-korolev.html> (accessed 26 August 2018). (Rus).
6. Available at: <http://stuki-druki.com/authors/Korolev.php> (accessed 04 May 2018). (Rus).
7. Available at: https://ru.wikipedia.org/wiki/Костиков,_Андрей_Григорьевич (accessed 20 June 2018). (Rus).
8. Golovanov Ya.K. Korolev: *Fakty i mify* [Korolev: Facts and myths]. Moscow, Nauka Publ., 1994. 800 p. (Rus).
9. Available at: <http://epizodsspace.airbase.ru/bibl/ogonek/1988/ljeotets.html> (accessed 14 December 2018). (Rus).
10. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 50: Rocket-space technology designer Wernher von Braun and his accomplishments in missile design. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.4, pp. 3-11. doi: **10.20998/2074-272X.2019.4.01**.
11. Available at: <https://histrf.ru/lichnosti/biografii/p/koroliev-sierghiei-pavlovich> (accessed 20 November 2018). (Rus).
12. Available at: <https://pravo.ru/process/view/12232> (accessed 06 March 2018). (Rus).
13. Available at: https://zn.ua/SOCIETY/samaya_bolshaya_tayna_sovetskoj_raketnoj_tehniki.html (accessed 16 April 2018). (Rus).
14. Chertok B.E. *Rakety i liudi. V 4-kh tomakh. Tom 1* [Rockets and people. In 4-th volumes. Vol. 1]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1999. 416 p. (Rus).
15. Chertok B.E. *Rakety i liudi. Fili-Podlipki-Tiuratom. V 4-kh tomakh. Tom 2* [Rockets and people. Fili-Podlipki-Tiuratom. In 4-th volumes. Vol. 2]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1999. 448 p. (Rus).
16. Chertok B.E. *Rakety i liudi. Goriachie dni kholodnoi voyny. V 4-kh tomakh. Tom 3* [Rockets and people. Hot days of cold war. In 4-th volumes. Vol. 3]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1999. 448 p. (Rus).
17. Chertok B.E. *Rakety i liudi. Lunnaia gonka. V 4-kh tomakh. Tom 4* [Rockets and people. Lunar race. In 4-th volumes. Vol. 4]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1999. 538 p. (Rus).
18. Available at: <https://history.wikireading.ru/81266> (accessed 21 November 2018). (Rus).
19. Available at: http://www.astronaut.ru/bookcase/books/chert1/text/20.htm?reload_coolmenus (accessed 01 May 2018). (Rus).
20. Available at: <http://space.hobby.ru/korolev.html> (accessed 11 April 2018). (Rus).
21. Available at: <http://www.makeyev.ru/about/history/makeyev> (accessed 19 February 2018). (Rus).
22. Available at: <http://oruzhie.info/raketi/335-r-7> (accessed 08 March 2018). (Rus).
23. Available at: <http://space.hobby.ru/glushko.html> (accessed 18 June 2018). (Rus).
24. Baranov M.I. An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 7: Nuclear and thermonuclear weapon creation. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.2, pp. 3-15. doi: **10.20998/2074-272X.2012.2.01**.
25. Baranov M.I. *Antologija vydaiushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografija v 2-kh tomakh. Tom 2*. [An anthology of

outstanding achievements in science and technology: Monographs in 2 vols. Vol.2]. Kharkov, NTMT Publ., 2013. 333 p. (Rus).

Поступила (received) 23.04.2019

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,
НИПК «Молния»
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 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 51: Rocket-space technology designer Sergey Korolev and his accomplishments in missile design.

Purpose. Preparation of short scientifically-historical essay about one of founders of domestic rocket production and practical cosmonautics, distinguished Soviet designer of space-rocket technology Sergey Pavlovich Korolev. **Methodology.** Known scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of scientific and technical information, touching becoming and development in the world of space-rocket technique and resulted in scientific monographs, journals and internet-reports. **Results.** A short scientifically-historical essay is presented about the distinguished Soviet designer of space-rocket technique S.P. Korolev, becoming one of founders of domestic rocket production and practical cosmonautics. The important deposit of former German people, creating rockets, workings in the USSR after completion of the World War II is marked, in development of the first Soviet ballistic rockets. Basic scientific and technical achievements of talented and purposeful scientist and practical worker, becoming in 1950 a Chief Designer of the Special Design Bureau No. 1 (SDB-1), S.P. Korolev in area of creation of Soviet strategic rocket weapon (rocket-nuclear «shield») and modern space-rocket technique for mastering of near and distant space tellurians. It is pointed out that under the direction of the Chief Designer of SDB-1 S.P. Korolev in the USSR was developed and accepted on the armament of Soviet Army consisting of two stages intercontinental ballistic rocket (ICBR) of type P-7 (1956, military index 8K71, by power of thermonuclear war-head in 5 Mt and distance of its flight in 8 thousands km) with the liquid rocket engines (LRE) of type PД-107 and PД-108 of design of distinguished Soviet designer in area of rocket engines V.P. Glushko. It is indicated that the Chief Designer S.P. Korolev is the «father» of domestic space-rocket technique, providing by powerful launch vehicles, created in the USSR on the basis of ICBR with LRE of PД-7 type (military index 8K71), start of first in the world of Soviet space satellite (on Octobers, 4, 1957) and start on the circumterrestrial space orbit of the first in history humanity of Soviet cosmonaut Yu.A. Gagarin (on April, 12, 1961). **Originality.** Certain systematization is executed of known from mass medias of scientific and technical materials, touching becoming and development in the USSR of rocket production, at the sources of which the talented scientist-practical worker and distinguished Soviet designer of space-rocket technique S.P. Korolev. **Practical value.** Scientific popularization and deepening for the students of higher school, engineer and technical and scientific workers of physical and technical knowledge in area of history of becoming and development in the former USSR of modern rocket production, extending their scientific and technical range of interests and further development of scientific and technical progress in society. References 25, figures 10.

Key words: space-rocket technology, distinguished Soviet designer of space-rocket technology Sergey Korolev, achievements in modern rocket production, cosmonautics, scientifically-historical essay.

Ye.I. Baida, M. Clemens, B.V. Klymenko, O.G. Korol, M.G. Pantelyat, P.Ye. Pustovoitov

PECULIARITIES OF CALCULATING STATIONARY HEATING OF WINDINGS OPERATING IN COMPLEX FORCED CONTROL SYSTEMS

Загальний опис теми дослідження. Розглядаються запропоновані авторами методика і алгоритм розрахунку теплового поля електромагнітів, що працюють в складних форсованих системах. Широке застосування в електромеханічних комутаційних апаратах подібних пристроїв дозволяє не тільки підвищити їх швидкодію, але також істотно зменшити розміри, масу і втрати енергії, що свідчить про актуальність даної теми. Запропонована авторами математична модель нагріву обмоток форсованих електромагнітів являє собою систему одновимірних диференціальних рівнянь стаціонарної теплопровідності в циліндричній системі координат, доповнену рівняннями електричного та магнітного кіл. Ця модель дозволяє врахувати пульсації струмів в обмотках, а також втрати в магнітопроводі, обумовлені цими пульсаціями, містить певні ознаки наукової новизни і є метою статті. Розроблений авторами алгоритм розрахунку теплового поля електромагнітів, що працюють в системах форсованого керування, являє собою складний ітераційний цикл, програмування якого істотно спрощується за рахунок застосування математичного пакету Maple, що дозволяє здійснювати складні і громіздкі математичні перетворення, автоматизувати процес розрахункових досліджень, отримувати результати комп'ютерного моделювання в зручній табличній та / або графічній формі, що свідчить про практичну значимість даної роботи. Наведені в статті результати зіставлення розрахунків з експериментальними даними, свідчать про адекватність запропонованих моделі та алгоритму. Бібл. 17, табл. 1, рис. 7.

Ключові слова: електромагніти, теплове поле, форсоване керування, комутаційні апарати, математичний пакет Maple, комп'ютерне моделювання.

Общее описание темы исследования. Рассматриваются предложенные авторами методика и алгоритм расчета теплового поля электромагнитов, работающих в сложных форсированных системах. Широкое применение в электромеханических коммутационных аппаратах подобных устройств позволяет не только повысить их быстродействие, но также существенно уменьшить размеры, массу и потери энергии, что свидетельствует об актуальности данной темы. Предложенная авторами математическая модель нагрева обмоток форсированных электромагнитов представляет собой систему одномерных дифференциальных уравнений стационарной теплопроводности в цилиндрической системе координат, дополненную уравнениями электрической и магнитной цепей. Эта модель позволяет учесть пульсации токов в обмотках и потери в магнітопроводе, обусловленные этими пульсациями, содержит определенные признаки научной новизны и является целью статьи. Разработанный авторами алгоритм расчета теплового поля электромагнитов, работающих в системах форсированного управления, представляет собой сложный итерационный цикл, программирование которого существенно упрощается за счет применения математического пакета Maple, позволяющего осуществлять сложные и громоздкие математические преобразования, автоматизировать процесс расчетных исследований, получать результаты компьютерного моделирования в удобной табличной и/или графической форме, что свидетельствует о практической значимости данной работы. Приведенные в статье результаты сопоставления расчетов с экспериментальными данными, свидетельствуют об адекватности предложенных модели и алгоритма. Библ. 17, табл. 1, рис. 7.

Ключевые слова: электромагниты, тепловое поле, форсированное управление, коммутационные аппараты, математический пакет Maple, компьютерное моделирование.

Introduction.

International Standards suggest that electromechanical switching devices can operate in such rated duties: eight-hour duty, uninterrupted duty, intermittent duty, temporary duty, and periodic duty. For the coils of such apparatus, the most hard mode in terms of heating their windings (the coil may contain one or more windings) is uninterrupted duty. Therefore, the basic Standard IEC 60947-1:1999, Low-voltage switchgear and controlgear – Part 1: General rules indicates that «coils and electromagnets shall be tested ... for a sufficient time for the temperature-rise to reach a steady-state value» (IEC 60947-1, 8.3.3.3.6). At the same time, that Standard makes a reservation that «coils and electromagnets of equipment intended for intermittent duty shall be tested as prescribed in the relevant product standard». Manufacturers rarely use this feature, because if the device is designed to operate in intermittent duty, but operates, for example, in eight-hour duty or in uninterrupted duty, then its coil will necessarily overheat and will be damaged. In this case, it will be difficult for the manufacturer to prove that the damage is due to

improper operation, and not to structural defects. Therefore, the vast majority of electromechanical switching devices are oriented to operate in continuous modes (eight-hour or uninterrupted duty), which means to ensure operability in these modes, including in steady state, when the temperature of the windings reaches its maximum value.

The use of forced electromagnetic systems (FEMS) in electromechanical switching devices [1] not only allows to increase their speed, but also to significantly reduce the size, mass and energy losses in an electromagnet.

When designing a switching devices with FEMS, it is necessary to take into account the specific features of heat release in the windings and, possibly, in the magnetic core of the drive electromagnet associated with the pulsations of currents in the windings, as well as the features of heat exchange between the windings and the features of heat transfer from the windings to the magnetic core and to the environment.

Although there are a large number of publications devoted to methods for calculating the heating of electromagnets, some of which are given in References

[1–9]. In the authors' opinion, insufficient attention has been paid to the processes of heating the windings while taking into account the above features, taking into account the wide variety of existing FEMS and some peculiarities of the operation of forced electromagnets in switching devices. At first glance, the task of calculating the stationary heating of the electromagnet windings may seem quite simple, however, for forced systems, especially in cases where the control device is supplied from an AC voltage source through a rectifier, this task is greatly complicated, taking into account the complex harmonic composition of currents in windings and magnetic core.

The goal of this work is the description of a mathematical model of the process of stationary heating of the windings of electromagnets operating in the FEMS. This model has to take into account the features of heat exchange between the windings, heat transfer from the windings to the magnetic core and the environment, taking into account the ripple currents, and other features of the operation of electro-magnets in FEMC. The algorithm for calculating the temperature distribution in the windings of these electromagnets is focused on using the Maple computing environment, which greatly simplifies the programming process.

The geometric model.

The coils of forced electromagnets, in most cases, are located on cores having a cylindrical shape and are axis-symmetrical, even when the electromagnet itself does not have axial symmetry. Thus, the thermal calculation can be performed in a cylindrical coordinate system. A sketch of a coil and a fragment of a magnetic core of a forced electromagnet is shown in Fig. 1. The coil of such an electromagnet can have one or two windings: booster and holding ones, and, most often, the booster winding is wound first, and the holding one is wound on top of it. The axial size l_w of the coil winding space, as a rule, far exceeds its radial size. Therefore, with a high degree of adequacy, the temperature field in it can be considered as 1D one, which is greatly facilitated by the insulating cheeks of the coil frame.

Heat transfer from the external surface of the second (holding) winding into the environment (air) is carried out through the thickness of the shell from its external surface (Fig. 2), whose area is S_e :

$$S_e = 2 \cdot \pi \cdot r_e \cdot l_w, \quad (1)$$

where r_e is the radius of the external surface of the shell of the coil.

The heat flux P_e dissipated into the surrounding air from the external surface of the coil is equal to:

$$P_e = k_e \cdot S_e \cdot \theta_e, \quad (2)$$

where k_e is the coefficient of heat transfer to the ambient air from the external surface of the shell of the coil; θ_e is the temperature rise of the external surface of the shell of the coil:

$$\theta_e = \mathcal{G}_e - \mathcal{G}_a, \quad (3)$$

\mathcal{G}_e is the temperature of the external surface of the shell of the coil, °C; \mathcal{G}_a is the ambient air temperature.

Expression (2) can be considered as the heat equivalent of Ohm law, in which the role of the electric current is played by the heat flux (power), and the role of voltage is

played by the temperature rise. Then the product $k_e \cdot S_e$ is the thermal conductivity $G_{\theta e}$, i.e., the reciprocal of the thermal resistance $R_{\theta e}$:

$$R_{\theta e} = 1 / G_{\theta e} = 1 / (k_e \cdot S_e). \quad (4)$$

Thus, expression (2) can be represented as follows:

$$P_e = \theta_e / R_{\theta e}. \quad (5)$$

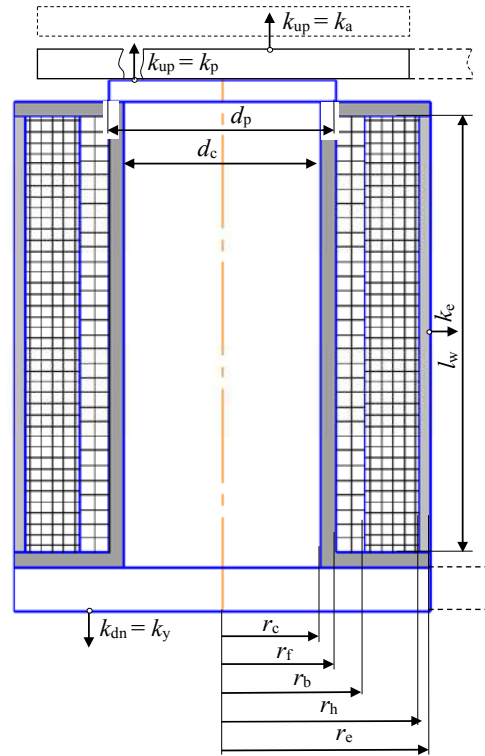


Fig. 1. Sketch of a coil and a fragment of a magnetic core of a forced electromagnet

Heat transfer from the internal surface of the first (booster) winding to the environment is carried out through the thickness of the tubular part of the insulating frame to the core, from it to other parts of the magnetic core, from the external parts of which to the surrounding air.

The heat flux dissipated into the environment from the down part of the magnetic core P_{dn} is:

$$P_{dn} = k_{dn} \cdot S_{dn} \cdot \theta_c = \theta_c / R_{\theta dn}. \quad (6)$$

where k_{dn} is the coefficient of heat transfer to the surrounding air from the down part of the magnetic core. S_{dn} is the cooling surface area from the down part of the magnetic core; θ_c is the temperature rise of the core and adjacent parts of the magnetic core – the yoke, the pole piece and the armature above the temperature \mathcal{G}_a of the ambient air; $R_{\theta dn}$ is the thermal resistance to cooling from the down part of the magnetic core.

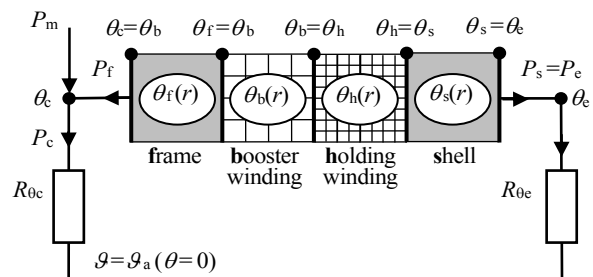


Fig. 2. Equivalent circuit showing the process of heat transfer from the windings of a forced electromagnet to the environment

In particular, for double-rod electromagnets, as the area of the cooling surface from the bottom part of the magnetic core, with a certain margin in the direction of heating of the windings, we can take:

$$S_{dn} = b_y \cdot l_{yp} / 2, \quad (7)$$

where b_y , l_{yp} are the breadth and the length of the yoke (piece), respectively.

The heat flux dissipated into the environment from the upper part of the magnetic core P_{up} is:

$$P_{up} = k_{up} \cdot S_{up} \cdot \theta_c = \theta_c / R_{\theta up}, \quad (8)$$

where k_{up} is the coefficient of heat transfer to the surrounding air from the upper part of the magnetic core; S_{up} is the cooling surface area from the upper part of the magnetic core; $R_{\theta up}$ is the thermal resistance to cooling from the upper part of the magnetic core.

If the electromagnet operated and its armature is pulled to the fixed part of the magnetic core, then as S_{up} for two-rod electromagnets, we can take:

$$S_{up} = b_a \cdot l_{ap} / 2, \quad (9)$$

where b_a , l_{ap} are the breadth and the length of the armature (piece), respectively.

If the electromagnet did not operate and its armature is in the released position, then the area of the pole tip S_p can be taken as S_{up} :

$$S_p = \pi \cdot d_p^2 / 4, \quad (10)$$

where d_p is the diameter of the pole tip.

The heat flux P_c dissipated into the environment from the entire cooling surface of the magnetic circuit is equal to the sum of P_{dn} and P_{up} :

$$P_c = \theta_c / R_{\theta dn} + \theta_c / R_{\theta up} = \theta_c \cdot (R_{\theta dn} + R_{\theta up}) / (R_{\theta dn} \cdot R_{\theta up}) = \theta_c / R_{\theta c} = \theta_c \cdot k_c \cdot S, \quad (11)$$

where $R_{\theta c}$ is the resulting thermal resistance to cooling from the surface of the magnetic core; S is the area of an arbitrary surface; k_c is the equivalent heat transfer coefficient from the surface of the magnetic core reduced to surface S :

$$k_c = ((R_{\theta dn} + R_{\theta up}) / (R_{\theta dn} \cdot R_{\theta up})) / S = (k_{dn} \cdot S_{dn} + k_{up} \cdot S_{up}) / S. \quad (12)$$

Heat transfer coefficients.

The heat transfer coefficients k from the solid's surface are usually represented as a sum of the convective (k_c) and radiant (k_r) heat transfer coefficients. A technique of the determination of these coefficients used at this problem solution is considered below.

The radiant heat transfer coefficient may be in principle determined from the Stefan-Boltzmann law for each point of the radiating surface if the temperature \mathcal{G} of this point, the temperature \mathcal{G}_a of the region to which the energy is radiated, and the emissivity ε of the radiating surface are known:

$$k_r = \frac{k_1 \cdot \varepsilon}{\theta} \left[\left(\frac{\theta + \mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{\mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 \right], \quad (13)$$

where $k_1 = k_B \cdot 10^8 = 5.67 \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$ is the coefficient of radiation of the absolutely black body, k_B is the Stefan-Boltzmann constant $- k_B = 5.67 \cdot 10^{-8} \text{ W} \cdot \text{m}^{-2} \cdot \text{K}^{-4}$, ε is the emissivity (in the calculations we took $\varepsilon = 0.5$) θ is the temperature rise ($\theta = \mathcal{G} - \mathcal{G}_a$).

Convective heat transfer coefficient depends on many factors, but its value adapted to the operating conditions of electrical apparatus can be determined by the formula [2]:

$$k_c = k \cdot (\theta / l)^{0.25}, \quad (14)$$

where k is the empirical coefficient equal to 1.33 for vertical surfaces, with $1.33 \cdot 1.3 = 1.73$ for a flat surface that radiates heat upward, and $1.33 \cdot 0.7 = 0.93$ for a flat surface that radiates heat down; l is the determining size, for which the vertical size is taken for vertical surfaces, therefore, for the external surface of the shell $l = l_w$; for horizontal rectangular surfaces, l is taken to be smaller, and for round surfaces the diameter is taken, therefore, to calculate the convective heat transfer coefficient from the yoke surface $l = b_y$, from the armature surface $l = b_a$ (if the electromagnet operated) otherwise $l = d_p$.

Thus, the heat transfer coefficients can be calculated by the formulas:

$$k_e = \frac{5.67 \cdot \varepsilon}{\theta_c} \left[\left(\frac{\theta_c + \mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{\mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 \right] + 1.33 \cdot (\theta_c / l_w)^{0.25}, \quad (15)$$

$$k_{dn} = \frac{5.67 \cdot \varepsilon}{\theta_c} \left[\left(\frac{\theta_c + \mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{\mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 \right] + 1.73 \cdot (\theta_c / b_y)^{0.25}, \quad (16)$$

$$k_{up} = \frac{5.67 \cdot \varepsilon}{\theta_c} \left[\left(\frac{\theta_c + \mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 - \left(\frac{\mathcal{G}_a + 273}{100} \right)^4 \right] + 0.93 \cdot (\theta_c / l)^{0.25}. \quad (17)$$

In expression (17), the value of l is taken equal to b_a if the electromagnet operated, otherwise $l = d_p$.

Thermal conductivity.

Methods for calculating the equivalent thermal conductivity λ_w of windings were considered in the works of a number of authors in the 30s - 60s of the last century [10-12]. In those works, empirical formulas are presented that were obtained by processing experimental data for impregnated windings. Among them there is a formula used in our calculations:

$$\lambda = \lambda_i \cdot 0.5 \cdot \left[1.45 \cdot (d / \Delta)^{0.75} + (d / \Delta)^{0.67} \right], \quad (18)$$

where d is the diameter of the winding wire, Δ is the thickness of the insulation of the wire. λ_i is the thermal conductivity of internal insulation, depending on the average temperature:

$$\lambda_i = \lambda_{i0} \cdot (1 + \alpha_{\lambda 0} \cdot \mathcal{G}_{av}) = \lambda_{ia} \cdot (1 + \alpha_{\lambda a} \cdot \theta_{av}), \quad (19)$$

where λ_{i0} , λ_{ia} are the thermal conductivities of the internal insulation, respectively, at temperature of 0°C and at ambient temperature \mathcal{G}_{av} ; $\alpha_{\lambda 0}$, $\alpha_{\lambda a}$ is the temperature coefficient of thermal conductivity of the internal insulation, assigned respectively to temperature 0°C and to ambient temperature:

$$\lambda_{ia} = \lambda_{i0} \cdot (1 + \alpha_{\lambda 0} \cdot \mathcal{G}_{av}); \quad \alpha_{\lambda a} = \alpha_{\lambda 0} / (1 + \alpha_{\lambda 0} \cdot \mathcal{G}_{av}). \quad (19)$$

In this work, when calculating the equivalent thermal conductivities of the booster and holding windings, the same insulation characteristics were taken: $\lambda_{i0} = 0.32 \text{ W}/(\text{m} \cdot \text{K})$, $\alpha_{\lambda 0} = 0.0018 \text{ 1/K}$ (at temperature $\mathcal{G}_{av} = 35^\circ\text{C}$ we have $\lambda_{ia} = 0.33$, $\alpha_{\lambda a} = 0.0017$). However, since wires of different diameters are used in these windings ($d_b = 0.28 \text{ mm}$, $\Delta_b = 0.025 \text{ mm}$, $d_h = 0.18 \text{ mm}$, $\Delta_h = 0.015 \text{ mm}$) and, in addition, they differ from each other by average temperatures, the equivalent heat conductivities of these windings will also differ from each other, for the calculation of which the following formulas are used:

$$\lambda_b = 2.35 \cdot (1 + 0.0017 \cdot \theta_{bav}), \quad (20)$$

$$\lambda_h = 1.98 \cdot (1 + 0.0017 \cdot \theta_{hav}). \quad (21)$$

Differential equations and density of heat sources.

The system of differential equations, which is used to solve the problem of calculating the stationary temperature field ϑ in an electromagnet, consists of n (in the number of subdomains) Poisson (for subdomains with internal heat sources) and Laplace (for subdomains without internal sources) differential heat transfer equations. This system looks like this [2, 14, 15]:

$$-\text{div}(\lambda_{wk} \cdot \text{grad}\vartheta) = q \quad (22)$$

for subdomains with internal heat sources (windings) with number k and thermal conductivity λ_{wk} , and

$$\text{div}(\lambda_k \cdot \text{grad}\vartheta) = 0 \quad (23)$$

for subdomains without internal heat sources, where q is the volumetric density of internal heat sources; λ_k is the thermal conductivity of the material of the subdomain with number k .

In our problem, four subdomains are considered – the frame and the shell (without internal heat sources) and two windings – the booster and holding (both with internal heat sources). In the iterative process of calculating the stationary thermal field, at each iteration the rms currents I_1, I_2 which pass sequentially through all the turns of the corresponding windings are determined. It should be borne in mind that although the current density in all turns is the same the turns will be heated differently,

since the specific resistance of the conductor material depends on temperature (in the temperature range from 0°C to 200°C this dependence has an almost linear character), in coils with higher temperature more energy will be released than in coils with lower temperature.

In the general case, the density of sources is defined

as the derivative in volume of the power loss. This derivative can be replaced by the ratio of small quantities – the power losses in the turn ΔP and the volume occupied by the turn, taking into account the insulation of the conductor and the internal insulation of the winding ΔV :

$$q = \frac{dP}{dV} \approx \frac{\Delta P}{\Delta V}. \quad (24)$$

Since shunt windings contain a large number of turns, the volume occupied by one turn and the power dissipated in one turn can be considered with a high degree of certainty as small quantities:

$$\Delta P = I^2 \cdot \rho_0 \cdot (1 + \alpha_0 \cdot \vartheta) \cdot l / S_w, \quad (25)$$

$$\Delta V = l \cdot S_1 = l \cdot S_w / k_f, \quad (26)$$

where I is the rms current in the winding (and in the turn); ρ_0 is the specific resistance of the material of the winding wire at 0°C (for copper $\rho_0 = 1.586 \cdot 10^{-8} \Omega \cdot \text{m}$); α_0 is the temperature coefficient of resistivity, referred to the temperature of 0°C (for copper $\alpha_0 = 0.00423 \text{ 1/K}$); l is the length of the turn; S_w is the cross-sectional area of the

winding wire; S_1 is the cross-sectional area occupied by the cross-section of the turn, taking into account the insulation of the conductor and the internal insulation of the winding; k_f is the fill factor of the winding space with copper.

Substituting (14) and (15) into (13), we obtain:

$$q = J^2 \cdot k_f \cdot \rho_0 \cdot (1 + \alpha_0 \cdot \vartheta) = q_0 \cdot (1 + \alpha_0 \cdot \vartheta), \quad (27)$$

where J is the rms current density in the conductor:

$$J = I / S_w, \quad (28)$$

$$q_0 = J^2 \cdot k_f \cdot \rho_0, \quad (29)$$

The density of the heat sources can be expressed not through the temperature ϑ , but through the temperature rise θ over the ambient temperature ϑ_a :

$$q = q_a \cdot (1 + \alpha_a \cdot \theta), \quad (30)$$

where

$$q_a = q_0 \cdot (1 + \alpha_0 \cdot \vartheta_a), \quad (31)$$

$$\alpha_a = \alpha_0 / (1 + \alpha_0 \cdot \vartheta_a). \quad (32)$$

The system of equations in 1D formulation of the problem of calculating the temperature field.

As noted above, in this problem, four adjacent subdomains are considered, the axial section of each of which has a rectangular shape: the frame, the booster winding, the holding winding as well as the shell of the coil. The letters in bold are used hereinafter as markers denoting the belonging of a particular physical quantity to the corresponding subdomain. The axial dimensions of the cross-sections of these domains far exceed their radial dimensions, which gives reason to solve this problem in 1D formulation. The corresponding differential equations describing the distribution of temperature rise in these subdomains in a cylindrical coordinate system take the following form:

$$\frac{d^2\theta_f}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\theta_f}{dr} = 0; \quad (33)$$

$$\frac{d^2\theta_b}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\theta_b}{dr} = -\frac{q_{ab}}{\lambda_b} \cdot (1 + \alpha_a \cdot \theta_b); \quad (34)$$

$$\frac{d^2\theta_h}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\theta_h}{dr} = -\frac{q_{ah}}{\lambda_h} \cdot (1 + \alpha_a \cdot \theta_h); \quad (35)$$

$$\frac{d^2\theta_s}{dr^2} + \frac{1}{r} \cdot \frac{d\theta_s}{dr} = 0. \quad (36)$$

The general solutions of these equations have the following form:

$$\theta_f = C_1 + C_2 \cdot \ln(r); \quad (37)$$

$$\theta_b = C_3 \cdot J_0\left(\sqrt{\frac{q_{ab} \cdot \alpha_a}{\lambda_b}} \cdot r\right) + C_4 \cdot Y_0\left(\sqrt{\frac{q_{ab} \cdot \alpha_a}{\lambda_b}} \cdot r\right) - \frac{1}{\alpha_a}; \quad (38)$$

$$\theta_h = C_5 \cdot J_0\left(\sqrt{\frac{q_{ah} \cdot \alpha_a}{\lambda_h}} \cdot r\right) + C_6 \cdot Y_0\left(\sqrt{\frac{q_{ah} \cdot \alpha_a}{\lambda_h}} \cdot r\right) - \frac{1}{\alpha_a}; \quad (39)$$

$$\theta_s = C_7 + C_8 \cdot \ln(r), \quad (40)$$

where J_0, Y_0 are the zero-order Bessel functions of the first and second kind.

Calculation of the distribution of temperature rises, based on the conditions of uniqueness of the solution.

Equations (33) – (36) are second-order equations, the general solution of each of them (38) – (40) includes two arbitrary constants – a total of eight constants. To determine

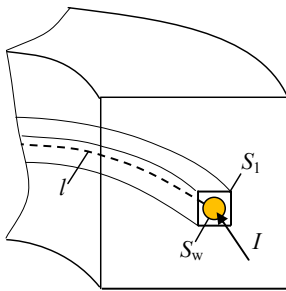


Fig. 3. To the determination of volumetric density of heat sources

them under specific heat transfer conditions, it is necessary to compose eight equations that determine the uniqueness of the solution. The joint solution of these equations will make it possible to determine the values of the indicated arbitrary constants and to obtain particular solutions, that is, to find the temperature distribution in the subdomains that correspond to the formulated uniqueness conditions.

Six of the eight conditions mentioned are the conditions of continuity – at the points of conjugation of the subdomains the values of the temperature rises and heat fluxes should be continuous (should not change stepwise):

$$\theta_f(r_f) = \theta_b(r_f); \quad (41)$$

$$\theta_b(r_b) = \theta_h(r_b); \quad (42)$$

$$\theta_h(r_h) = \theta_s(r_h); \quad (43)$$

$$\left[\lambda_f \cdot \frac{d\theta_f}{dr} = \lambda_b \cdot \frac{d\theta_b}{dr} \right]_{r=r_f}; \quad (44)$$

$$\left[\lambda_b \cdot \frac{d\theta_b}{dr} = \lambda_h \cdot \frac{d\theta_h}{dr} \right]_{r=r_b}; \quad (45)$$

$$\left[\lambda_h \cdot \frac{d\theta_h}{dr} = \lambda_s \cdot \frac{d\theta_s}{dr} \right]_{r=r_h}. \quad (46)$$

The remaining two conditions are determined from the boundary conditions – on the external surface of the shell of the coil and on the internal surface of the tubular part of the frame. The boundary condition on the external surface of the shell of the coil is obtained on the basis of the equality of the heat flux approaching the external surface of the shell from its thickness and the heat flux passing into the surrounding air. The first of them is determined based on the Fourier law:

$$P_e = -\lambda_s \cdot (\text{grad}_n \theta_s) \Big|_{r=r_e} \cdot S_e = -\lambda_s \cdot \frac{d\theta_s}{dr} \Big|_{r=r_e} \cdot S_e \quad (47)$$

where S_e is calculated by (1).

Heat flow to ambient air is determined based on Newton formula:

$$P_e = k_e \cdot \theta_e \cdot S_e = k_e \cdot \theta_s(r_e) \cdot S_e. \quad (48)$$

Equating the right sides of (47) and (48), we obtain the boundary condition on the external surface of the coil shell:

$$\left[-\lambda_s \cdot \frac{d\theta_s}{dr} = k_e \cdot \theta_s \right]_{r=r_e}. \quad (49)$$

The boundary condition on the internal surface of the tubular part of the frame is determined based on the balance of heat fluxes on this surface (Fig. 2):

$$P_m + P_f = P_c. \quad (50)$$

Heat flux approaching the internal surface of the frame from its thickness is determined based on the Fourier law:

$$P_f = -\lambda_f \cdot (\text{grad}_n \theta_f) \Big|_{r=r_s} \cdot S_f = \lambda_f \cdot \frac{d\theta_f}{dr} \Big|_{r=r_s} \cdot S_f, \quad (51)$$

where S_f is the area of the internal surface of the tubular part of the frame:

$$S_f = 2 \cdot \pi \cdot r_c \cdot l_w, \quad (52)$$

In expression (51), in contrast to (47), the "-" sign is missing after the second equal sign, since the direction of the external normal to the surface S_f is opposite to the direction of the r axis.

The heat flux P_c dissipated into the environment from the entire cooling surface of the magnetic circuit can be calculated based on (11), in which the surface S_f is taken as an arbitrary surface S :

$$P_c = \theta_c \cdot k_c \cdot S_f = \theta_f(r_c) \cdot k_c \cdot S_f. \quad (53)$$

In this case, the equivalent heat transfer coefficient from the surface of the magnetic core reduced to the surface S_f is equal to:

$$k_c = (k_{dn} \cdot S_{dn} + k_{up} \cdot S_{up}) / S_f. \quad (54)$$

Substituting (53) and (51) into (50), we obtain the boundary condition on the internal surface of the tubular part of the frame:

$$\left[\lambda_f \cdot \frac{d\theta_f}{dr} = k_c \cdot \theta_f - P_m / S_f \right]_{r=r_c}. \quad (55)$$

RMS currents in the windings. Power losses in the magnetic core.

The procedure for calculating the currents in the windings and the losses in the magnetic core is determined by the connection circuit of the windings to the power source and its type (DC voltage source or AC voltage source with a rectifier). In this paper, as an example, we consider the control device that is most often used in contactors (Fig. 4). The calculation circuit differs from the circuit diagram by the presence of scattering inductances $L_{\sigma B}$ and $L_{\sigma H}$ due to fluxes not passing through the sections of the magnetic core.

In previous works [16, 17], the features of the operation of this device were analyzed in detail, and a methodology for calculating the dynamic characteristics of an electromagnet, including the currents in its booster and holding windings, was considered. This technique is based on the joint solution of the equations of the electric circuit (Fig. 4b) and the magnetic circuit (Fig. 5b).

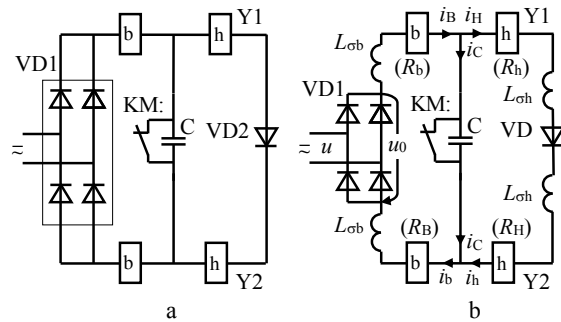


Fig. 4. Circuit diagram (a) and calculation circuit (b) of the forced control system, which is used in low and medium voltage vacuum contactors and in some SF6 medium voltage contactors [16]; u is the instantaneous value of the nominative voltage of the control circuit; u_0 is the voltage at the output of the diode bridge

This electrical circuit is too complicated for programming. Its description will be much simpler if the parallel connection of the capacitor C with the auxiliary control contact KM:, which is closed when the coordinate s of the armature stroke does not exceed the value of the opening stroke of this contact s_a , is replaced by **one** capacitor, whose capacitance is assumed to be very large – C_M for $s \leq s_a$, and for $s > s_a$ the capacitance of this capacitor becomes equal to its nominal value C_0 :

$$C = \begin{cases} C_M & \text{at } s \leq s_a; \\ C_0 & \text{at } s > s_a. \end{cases} \quad (56)$$

In this case, we obtain the following differential equations:

$$u_0 = 2 \cdot R_b \cdot i_b + 2 \cdot L_{ob} \cdot \frac{di_b}{dt} + 2 \cdot N_b \cdot \frac{d\Phi_0}{dt} + u_C; \quad (57)$$

$$u_C = 2 \cdot R_h \cdot i_h + 2 \cdot L_{oh} \cdot \frac{di_h}{dt} + 2 \cdot N_h \cdot \frac{d\Phi_0}{dt} + u_d(i_h); \quad (58)$$

$$C \cdot \frac{du_C}{dt} = i_b - i_h, \quad (59)$$

where N_b, N_h are the number of turns of the booster (b) and holding (h) windings, respectively.

In [16] various variants of magnetic circuit equivalent circuits were considered, including a relatively simple two-contour circuit with a concentrated scattering flux (Fig. 5b).

The equations compiled for two contours with magnetic fluxes Φ_0 and Φ_1 have the following form:

$$-G_a \cdot \frac{d\Phi_0}{dt} = H(\Phi_0/S_a) \cdot l_a + \frac{2 \cdot \Phi_0}{\Lambda_\delta} - (\Phi_1 - \Phi_0)/\Lambda_{ofc}; \quad (60)$$

$$2 \cdot i_b \cdot N_b + 2 \cdot i_h \cdot N_h - (2 \cdot G_c + G_y) \cdot \frac{d\Phi_1}{dt} = H(\Phi_1/S_y) \cdot l_y + 2 \cdot H(\Phi_1/S_c) \cdot l_c + (\Phi_1 - \Phi_0)/\Lambda_{ofc} \quad (61)$$

The designations of the quantities in (57)–(61) correspond to the designations given in Fig. 4b, 5. Here, the MMF F_m is the sum of the MMFs of the booster and the holding windings:

$$F_m = i_b \cdot N_b + i_h \cdot N_h. \quad (62)$$

In addition, in (60), (61) it is indicated: G_c, G_a, G_y are the electrical conductivities in the path of eddy currents in the core, armature, and yoke. The values of these quantities can be determined by the following formulas [1]:

$$G_c = l_c / (8 \cdot \pi \cdot \rho_{st}); \quad (63)$$

$$G_{a,y} = l_{a,y} / (16 \cdot \rho_{st} \cdot (h_{a,y}/b_{a,y} + b_{a,y}/h_{a,y})), \quad (64)$$

where l_c is the length of the core; ρ_{st} is the specific resistance of the material of the magnetic core (steel); h_a is the height of the armature part; h_y is the height of the yoke part.

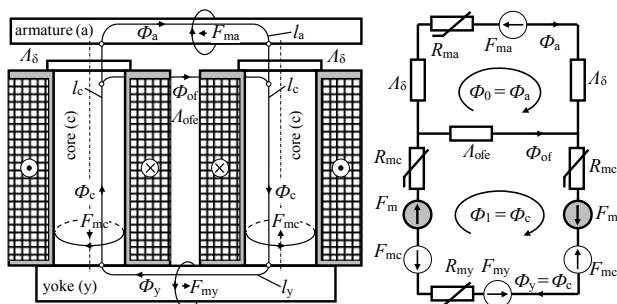


Fig. 5. Sketch of the double-rod electromagnet magnetic circuit and its simplified equivalent circuit used in calculations of transients

If this device is powered from a source with DC voltage value U , then the calculation of currents in the windings in stationary mode does not cause difficulties. For the circuit shown in Fig. 4a, the corresponding formulas look like this. If the electromagnet operated, then all the windings turn on in series and there are also three diodes in this circuit – two diodes of the rectifier bridge VD1 and a «locking» diode VD2, therefore:

$$I_b = I_h = (U - 3 \cdot U_d) / (2 \cdot (R_b + R_h)). \quad (65)$$

If the electromagnet did not operate and the contact KM: did not open, then the holding windings remain shorted by the contact KM: and the current does not flow in them. The booster windings remain connected in series and there are two diodes of the rectifier bridge VD1 in their circuit, therefore:

$$I_b = (U - 2 \cdot U_d) / (2 \cdot R_b); \quad I_h = 0. \quad (66)$$

The voltage drop on the diode is small – about 1 V, but when powered by an ultra-low voltage source, three diodes give a significant decrease in current in the windings.

Since there are no current pulsations in the windings when powered from a DC voltage source in the stationary mode, there are no pulsations of the magnetic flux in the magnetic core, and therefore losses in it:

$$P_m = 0. \quad (67)$$

If this device is powered by an AC voltage source, for example, with frequency of 50 Hz, then a two-half-period rectified voltage is formed at the output of the diode bridge – a periodic curve with frequency of the fundamental harmonic of the variable component equal to 100 Hz. The presence of nonlinear elements in the electric and magnetic circuits leads to the appearance of higher harmonics, which greatly complicates the calculation of such circuits.

In [16] an algorithm focused on the use of the Maple computing environment was considered, developed to calculate the dynamics of electromagnets operating in complex forced control systems, for example, in the forced control device circuit shown in Fig. 4a. Comparison of the calculation results by this algorithm with experimental data [16] showed that even a simplified representation of the magnetic circuit in the form of a two-contour equivalent circuit provides good agreement between the results of mathematical and field experiments. This holds, even when the control device is powered from an AC voltage source, when complex shapes of current curves in windings are observed.

Calculations and experiments also show that the stable shape of currents curves in the booster and holding windings occurs almost immediately after the completion of the movement of the armature. For an electromagnet, the dimensions of which are given in [16], the response time ranges from 50 ms (with supply voltage equal to the rated voltage of the control circuit 220 V) to 80 ms (with a supply voltage equal to 180 V). At low voltage (150 V or less), the electromagnet did not operate, but the shape of the current curves stabilized no later than after 100 ms. Figure 6 shows the curves of changes in currents in the windings during two periods – from 150 ms to 170 ms after the beginning of the transient.

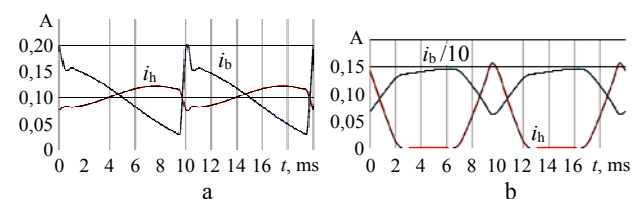


Fig. 6. Curves of current changes in the forced electromagnet windings: a – at supply voltage in the control circuit of 220 V (the electromagnet operated); b – at supply voltage of 150 V (the electromagnet did not operate)

Apparently, in both modes (the electromagnet operated / did not operate), the transient almost ends quickly enough – in 150 ms, that is, after seven to eight periods T of voltage change in the grid of 50 Hz). Consequently, there is no need to build a special iterative technique for calculation of currents in stationary mode. It is enough to use a well-tested methodology for calculating dynamics, setting a knowingly large finite value of time t_k , to record in the computer memory the instantaneous values i_b and i_h of currents in the windings during the last period T and using one of the known numerical integration methods calculate the rms currents I_b and I_h :

$$I_{b,h} = \left[\frac{1}{T} \cdot \int_{t_k-T}^{t_k} [i_{b,h}(t)]^2 \cdot dt \right]^{0,5} \quad (68)$$

As a result of the joint solution of the equations of the electric and magnetic circuits, it is possible to calculate the magnetic fluxes in the armature, core and yoke, as well as their time derivatives. These derivatives can be considered as EMF in single-turn contours equivalent in losses in the armature, core and yoke and calculate the instantaneous values of currents i_a , i_c and i_y in these circuits in transient mode. Having fixed these instantaneous values during the last period of the calculation of the transient in the computer memory, using one of the known numerical integration methods using a formula similar to (68), it is possible to calculate the rms currents I_a , I_c , I_y and losses in the magnetic core:

$$P_m = I_a^2 / G_a + I_c^2 / G_c + I_y^2 / G_y. \quad (69)$$

An iterative algorithm for calculating the temperature distribution in the windings of forced electromagnets using the Maple computing environment.

In order to calculate the rms currents in the windings, it is necessary to know their resistances, which depend on the average temperature values of the corresponding windings. In order to calculate the temperatures of the windings, it is necessary to know the rms currents in the windings. This problem can be solved using the iteration method:

0) to set arbitrary average values of the temperature rises of the windings $\theta_{bavi} = \theta_{bav0}$ and $\theta_{havi} = \theta_{hav0}$;

1) to calculate the winding resistances:

$$R_{bi} = R_{ba} \cdot (1 + \alpha_a \cdot \theta_{bav}) \text{ and } R_{hi} = R_{ha} \cdot (1 + \alpha_a \cdot \theta_{hav}); \quad (70)$$

2) to calculate the rms currents in the windings and the power losses in the magnetic core according to the technique described in the corresponding section of this paper;

3) to calculate the distribution of temperature rises in the booster and holding windings $\theta_b(r)$ and $\theta_h(r)$ according to the procedure described in the corresponding section of this paper;

4) to calculate the volumetric average temperature rises in the booster and holding windings:

$$\theta_{bav} = \left[\frac{2}{r_b^2 - r_f^2} \cdot \int_{r_f}^{r_b} \theta_b(r) \cdot r \cdot dr \right], \quad (71)$$

$$\theta_{hav} = \left[\frac{2}{r_h^2 - r_b^2} \cdot \int_{r_b}^{r_h} \theta_h(r) \cdot r \cdot dr \right]. \quad (72)$$

4) if the obtained values of temperature rises significantly differ from the values of θ_{bavi} and θ_{havi} , that is, the following conditions are not satisfied:

$$|(\theta_{bavi} - \theta_{bav}) / \theta_{bavi}| < \varepsilon \text{ and } |(\theta_{havi} - \theta_{hav}) / \theta_{havi}| < \varepsilon, \quad (73)$$

where ε is a small predetermined positive number, then θ_{bavi} and θ_{havi} are assigned the values of θ_{bav} and θ_{hav} , respectively, and the calculations are repeated starting from step 1) for new values of θ_{bavi} and θ_{havi} .

The described calculation cycle is repeated until condition (73) is satisfied.

The experience of calculations shows that this iteration process converges quite quickly (the number of iterations n usually does not exceed 12), and the use of the Maple computing environment significantly simplifies the programming of this very cumbersome task.

Calculation results and comparison with experimental data.

In order to verify the operability of the above technique and algorithm for calculating, the thermal field of electromagnets operating in complex forced control systems, the authors performed test calculations of heating of the electromagnet windings of the serial vacuum contactor KBT_H-250/1,14 [16], in which the forced control system the circuit of which is shown in Fig. 4 is used, intended for operation in control networks with a nominal voltage of 220 V. The calculations are performed in accordance with the initial data indicated in [16], with the additions given below (if the corresponding data are not given in the text of this paper): $r_c = 13$ mm; $r_f = 15$ mm; $r_b = 19$ mm; $r_h = 27.5$ mm; $r_e = 29.5$ mm; $l_{ap} = 75$ mm; $l_{yp} = 75$ mm; $l_w = 64$ mm; $b_a = 50$ mm; $b_y = 70$ mm. The designations of the initial data correspond to the designations that are used in the text of this paper. The calculation results are presented in Table 1, which also shows the experimental data indicated to the right of the slashes. As it can be seen, the calculation results are slightly different from the experimental data: the difference does not exceed 10%, which can be considered acceptable for thermal calculations.

Table 1
Results of calculations and experimental data

U , V	220DC	220AC	80DC	80AC
θ_b , K	62,8/61,7	55,5/57,9	121,9/126	114,1/122,5
θ_h , K	63,9/66,9	56,4/59,6	117,8/112,7	110,6/105,9
θ_e , K	54,6/57,3	48,6/47,0	111,5/112,3	104,6/103,4
θ_{max} , K	64,2 (h)	56,6 (h)	122 (b)	114,0 (b)
R_b , Ω	79/82	77/81	91/99	90/98
R_h , Ω	1115/1047	1090/1023	1295/1193	1271/1171
I_b , A	0,092/0,093	0,097/0,098	0,49/0,50	0,463/0,475
I_h , A	0,092/0,093	0,086/0,088	0/0	0,025/0,025
P_c , W	0	0,10	0	0,15
I_c , A	0	24,2	0	16,3
n	6	8	12	12

Notes:

1. At $U = 220$ V (AC and DC), the electromagnet clearly operated, and at $U = 80$ V (AC and DC) the electromagnet did not operate.

2. The experimental determination of temperature rise was carried out using the resistance method (IEC 60947-1, 8.3.3.3.2)

Calculations show that despite significant current ripples in the booster winding (Fig. 7), the eddy currents in the magnetic core do not reach such values at which the magnetic core would be a heat source: as can be seen from Table 1, the power of losses in it is at the level of 1 – 2 W.

This means that the magnetic core of the electromagnet in such forced control systems can be considered as a kind of radiator contributing to a decrease in the heating of the windings or, while maintaining the temperature of their heating, to a decrease in the consumption of the winding wire. Such an effect can be achieved with certain structural and technological solutions: the coil frame should be made of insulating material with large thermal conductivity, and its tubular part should be as small as possible in thickness and it should be tightly pressed on to the core.

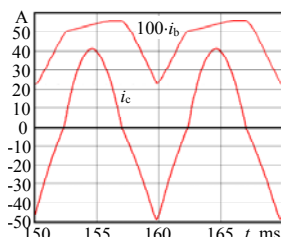


Fig. 7. Currents in the booster winding i_b and in the magnetic core i_c at $U = 80$ V AC

Conclusions.

1. The multiphysics model of stationary heating of the windings presented in the paper allows to take into account the peculiarities of the operation of electromagnets in complex forced control systems, in particular, ripple currents in the windings and losses in the magnetic core when powered by a rectified voltage source.

2. The algorithm developed by the authors for calculating the thermal field of electromagnets operating in forced control systems is a complex iterative cycle. Its implementation is significantly simplified by using the Maple computing environment, which allows to speed up the modeling process, perform cumbersome transformations, and obtain computer simulation results in a convenient tabular and/or graphical form.

3. The adequacy of the developed mathematical model and algorithm for complex shapes of current curves in windings is confirmed by experimental data.

4. The magnetic core of an electromagnet in such forced control systems, not only when powered from DC voltage sources, but when powered from AC voltage sources through a rectifier, can be considered as a kind of radiator that reduces the heating temperature of the windings or, while maintaining their heating temperature, allowing to reduce the consumption of winding wire.

REFERENCES

1. Klymenko B.V. *Forced electromagnetic systems*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1989. 160 p. (Rus).
2. Zalesky A.M., Kukekov G.A. *Thermal calculations of electrical apparatus*. Leningrad, Energy Publ., 1967. 378 p. (Rus).
3. Loginov V.S. *Approximate methods for thermal calculation of the active elements of electrophysical installations*. Moscow, Physmatlit Publ., 2009. 272 p. (Rus).
4. Chunihin A.A. *Electrical apparatus. General course*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 720 p. (Rus).
5. Akimov E.G., Belkin G.S., Godzhello A.G. *Fundamentals of the theory of electrical apparatus. Textbook. Ed. P.A. Kurbatov. 5th Edition*. St. Petersburg, Lan Publ., 2015. 588 p. (Rus).
6. Kuznetsov R.S. *Apparatus for the distribution of electrical energy for voltages up to 1000 V*. Moscow, Energy Publ., 1970. 544 p. (Rus).
7. Taev I.S. *Electrical control apparatus*. Moscow, High school Publ., 1969. 444 p. (Rus).
8. Alexandrov G.N., Borisov V.V., Kaplan G.S. *Theory of electrical apparatus: Textbook for Universities. Ed. Prof. G.N. Alexandrov. 2nd Edition*. St. Petersburg, Publishing House of SPbTU, 2000. 540 p. (Rus).

9. Pekker I.I., Nikitenko A.G. *Calculation of electromagnetic mechanisms on computers*. Moscow, Energy Publ., 1967. 168 p. (Rus).

10. Petrov G.N. On the heating of current-flowing coils. *Bulletin of Electrical Engineering Industry*, 1930, no.2 (Rus).

11. Jakob M. Influence of non-uniform development of heat upon the temperature distribution in electrical coils and similar heat sources of simple form. *Trans. ASME*, 1943, vol.65, pp. 593-605.

12. Liubchik M.A. *Calculation and design of DC and AC electromagnets of direct and alternating current*. Moscow, GEI Publ., 1959. 227 p. (Rus).

13. Mikheev M.A., Mikheeva I.M. *Heat transfer basics. 2nd Edition*. Moscow, Energy Publ., 1977. 344 p. (Rus).

14. Holman J.P. *Heat Transfer*. McGraw-Hill, NY, 2002. 665 p.

15. Lykov A.V. *Heat conductivity theory*. Moscow, High school Publ., 1967. 600 p. (Rus).

16. Baida Ye.I., Clemens M., Klymenko B.V., Korol O.G., Pustovoitov P.Ye., Application of the computing environment maple to the calculation of the dynamics of the electromagnets in the complicated systems of forced control. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2019, no.3, pp. 18-23. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.03.

17. Korol O.G., Klymenko B.V., Eresko O.V. Investigations of transients in the forced control device of the vacuum contactor monostable electromagnet. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of Electrical Machines and Apparatus Perfection. The Theory and Practice*, 2018, no.32(1308), pp. 34-40 (Ukr). doi: 10.20998/2079-3944.2018.32.06.

Received 18.07.2019

Ye.I. Baida¹, M. Clemens², B.V. Klymenko¹, O.G. Korol¹, M.G. Pantelyat¹, P.Ye. Pustovoitov¹

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

phone +380 57 7076281, e-mail: b.v.klymenko@gmail.com

²University of Wuppertal,

Rainer-Gruenter-Straße 21, 42119 Wuppertal, Germany, phone +49 202 439-1924, e-mail: clemens@uni-wuppertal.de

Peculiarities of calculating stationary heating of windings operating in complex forced control systems.

General description of the research topic. A technique and an algorithm for calculating the thermal field of electromagnets operating in complex forced systems proposed by authors are considered. The widespread use of such devices in electromechanical switching devices allows not only to increase their speed but also significantly reduce the size, mass and energy losses, which indicates the relevance of this topic. The mathematical model of heating the windings of forced electromagnets proposed by the authors is a system of 1D differential equations of stationary heat transfer in a cylindrical coordinate system, supplemented by equations of electrical and magnetic circuits. This model allows to take into account the ripple of the currents in the windings and the losses in the magnetic core due to these ripples, contains certain signs of **scientific novelty** and represents the **goal of the paper**. The algorithm developed by the authors for calculating the thermal field of electromagnets operating in forced control systems is a complex iterative cycle. Its implementation is greatly simplified by using the Maple computing environment which allows to realize complicated and cumbersome mathematical transformations, automates the process of computations, and obtain results of numerical simulation in a convenient tabular and/or graphic form, which indicates the **practical significance** of this works. The results of comparison of computation results with experimental data presented in the paper indicate the adequacy of the model and algorithm proposed. References 17, tables 1, figures 7.

Key words: electromagnets, thermal field, forced control, switching devices, Maple computing environment, computer simulation.

В.В. Рымша, И.Н. Радимов, М.В. Гулый, И.В. Меркулов

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС MOTOR SOLVE: ВЕРИФИКАЦИЯ ПАРАМЕТРОВ И ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ

Розглянуто деякі можливості програмного комплексу MotorSolve для моделювання і аналізу вентильних двигунів з постійними магнітами. Наведено результати розрахунку параметрів і характеристик вентильного двигуна з відомими геометричними розмірами і даними обмотки статора. Результати розрахунку зіставлені з результатами експериментальних досліджень. Бібл. 4, табл. 2, рис. 10.

Ключові слова: вентильний двигун з постійними магнітами, обмоткові дані статора, експериментальні дослідження.

Рассмотрены некоторые возможности программного комплекса MotorSolve для моделирования и анализа вентильных двигателей с постоянными магнитами. Представлены результаты расчета параметров и характеристик вентиального двигателя с известными геометрическими размерами и обмоточными данными статора. Результаты расчета сопоставлены с результатами экспериментальных исследований. Библ. 4, табл. 2, рис. 10.

Ключевые слова: вентиальный двигатель с постоянными магнитами, обмоточные данные статора, экспериментальные исследования.

Введение. Одной из передовых компьютерных систем для проектирования и анализа электрических машин является система MotorSolve компании Mentor Siemens, представляющая собой программный комплекс, который позволяет моделировать и рассчитывать параметры и характеристики электрических машин различного типа [1]. Использование системы MotorSolve существенно ускоряет процесс проектирования за счет наличия готовых шаблонов разновидностей конструктивных исполнений статоров и роторов асинхронных машин, коллекторных машин постоянного тока, вентильно-реактивных машин и вентильных машин с постоянными магнитами, а также обширной библиотеки материалов, применяемых в электрических машинах.

Моделирование электрической машины в программе MotorSolve, а также определение ее параметров и характеристик производится на основе цепно-полевой модели. При этом магнитное поле машины рассчитывается методом конечных элементов, также как и в общеизвестной программе FEMM. Однако программа FEMM не приспособлена для непосредственного расчета параметров и характеристик проектируемых электрических машин без дополнительных вычислений за рамками программы.

В настоящее время популярным типом электрических машин для специальных применений являются вентильные двигатели с постоянными магнитами (ВДПМ). Существует ряд публикаций, посвященных теоретическим исследованиям ВДПМ в программном комплексе MotorSolve, например [2, 3]. Однако публикаций, посвященных верификации результатов расчета таких машин в MotorSolve с результатами эксперимента крайне мало и это, в основном, разрозненные материалы в сети Интернет. Верификация представляет интерес еще и потому, что модели и алгоритмы, заложенные в программе MotorSolve, закрыты для пользователя, что не дает возможности оценить точность результатов, получаемых при расчете.

В связи с этим, **целью статьи** является сопоставление результатов расчета в лицензионном про-

граммном комплексе MotorSolve вентиального двигателя, имеющего известные геометрические размеры и обмоточные данные, с результатами эксперимента.

Объект исследования. Объектом исследования является ВДПМ, который был спроектирован в ООО «Электротехника – Новые технологии» (г. Одесса) и в настоящее время выпускается серийно (рис. 1).



Рис. 1. Внешний вид исследуемого ВДПМ

Для работы от однофазной сети переменного тока 220В 50Гц ВДПМ оснащен датчиком положения ротора и электронным преобразователем, представляющим собой управляемый электронный коммутатор и выпрямительное устройство. Электронный коммутатор по сигналам датчика положения ротора обеспечивает работу ВДПМ в режиме бесколлекторного двигателя постоянного тока со 120-градусной коммутацией фаз.

Геометрические размеры активной части исследуемого ВДПМ и его обмоточные данные приведены в табл. 1.

© В.В. Рымша, И.Н. Радимов, М.В. Гулый, И.В. Меркулов

Таблица 1
Геометрические размеры и обмоточные данные ВДПМ

Наименование	Значение
Внешний диаметр статора, мм	82
Внутренний диаметр статора, мм	50
Число фаз m	3
Число пазов статора Z	12
Число полюсов ротора $2P$	10
Зазор между статором и ротором, мм	0,25
Длина пакета статора, мм	42
Высота магнитов, мм	2,5
Ширина магнитов, мм	12
Марка магнита	N38SH
Схема соединения обмотки	Y
Число витков в катушке	80
Диаметр провода, мм	0,5

Создание модели ВДПМ в программном комплексе MotorSolve. На рис. 2 представлено поперечное сечение активной части исследуемого ВДПМ, полученное в программном комплексе MotorSolve.

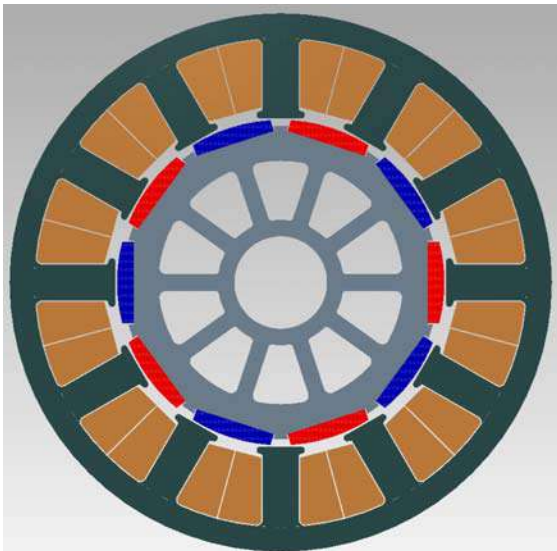


Рис. 2. Поперечное сечение активной части ВДПМ

Для уменьшения массы и момента инерции ротор ВДПМ выполнен в виде колеса со спицами и малой высотой ярма. Статор ВДПМ имеет открытые пазы и обмотку с дробным числом пазов на полюс и фазу: $q = \frac{Z}{2p \cdot m} = \frac{12}{10 \cdot 3} = \frac{2}{5}$. Полюсное деление:

$$\tau = m \cdot q = 3 \cdot \frac{2}{5} = 1 \frac{1}{5}. \text{ Тогда шаг обмотки равен 1 и}$$

каждая из катушек охватывает один зубец. В этом случае катушечная статорная обмотка имеет короткие лобовые части, что улучшает температурный режим обмотки и, кроме того, снижает возможность ее пробоя из-за отсутствия перекрытия фаз в зоне лобовых частей. Схема обмотки статора приведена на рис. 3.

Исходными данными для процедуры формирования обмотки в программе MotorSolve являются ее тип и схема соединения, диаметр провода, число параллельных ветвей и число витков в катушке обмотки.

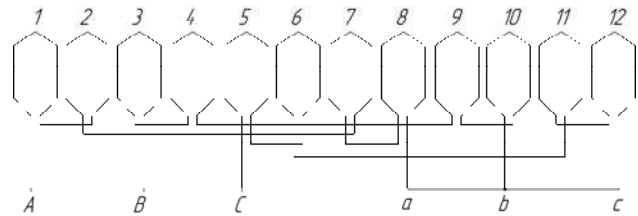


Рис. 3. Схема обмотки статора ВДПМ

После задания геометрических размеров, выбора активных и конструктивных материалов, а также формирования обмотки, программа позволяет визуализировать магнитное поле в виде силовых линий для выбранного положения ротора двигателя (рис. 4).

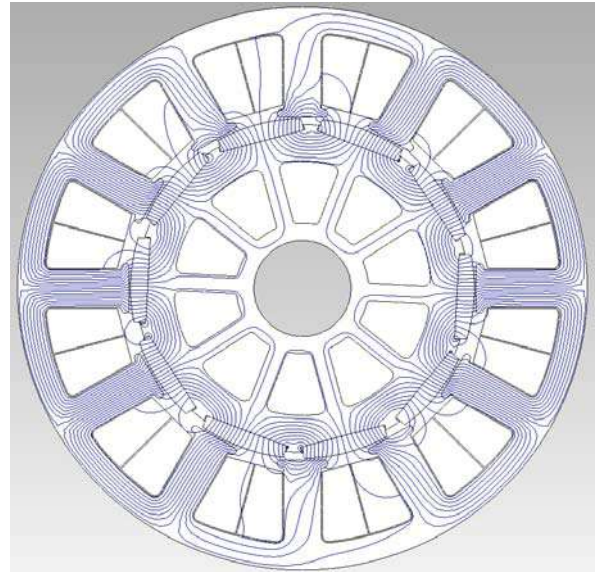


Рис. 4. Силовые линии магнитного поля ВДПМ

Анализ распределения магнитного поля двигателя позволяет произвести проверку модели ВДПМ на отсутствие ошибок при ее формировании. Из рис. 4 видно, что распределение магнитного поля соответствует физике процесса, протекающего в электрических машинах.

После создания модели ВДПМ программа MotorSolve производит расчет масс активных материалов и общей массы двигателя, сопротивления его обмотки, момента инерции ротора, а также ряда других величин.

Среди результатов расчета имеется рекомендация о целесообразности выполнения скоса (skew) магнитопровода статора для устранения зубцового реактивного момента (cogging torque). Для рассматриваемого ВДПМ рекомендован скос магнитопровода статора на угол 0,2 зубцовых деления или на 6 механических градусов (30 эл. град.). Здесь необходимо отметить, что такая же величина скоса была определена на основании полевых расчетов в программе FEMM при проектировании серийного ВДПМ и заложена в конструкторскую документацию на электродвигатель. Как показала практика, в серийно выпускаемых электродвигателях зубцовый реактивный момент практически отсутствует.

Верификация параметров, конструктивных постоянных и характеристик ВДПМ. Результаты

расчета параметров и постоянных исследуемого ВДПМ в программе MotorSolve представлены на рис. 5.

	Prototype Design
Ke (peak line-line Back-EMF over speed) (V/krpm)	116
Kt (derived from Ke) (N·m/A)	1.36
Ld (d-axis inductance) (mH)	6.55
Lq (q-axis inductance) (mH)	8.76
Llmin (minimum line-line inductance) (mH)	13.1
Llmax (maximum line-line inductance) (mH)	17.5
Rs (stator phase resistance) (Ω)	3.27
Rll (stator line-line resistance) (Ω)	6.54
Phi_m (magnet d-axis flux linkage) (Wb)	0.123

Рис. 5. Отчет программы MotorSolve после расчета параметров ВДПМ

Верификацию параметров ВДПМ целесообразно начать с индуктивностей, значения которых необходимы при расчетах переходных процессов, электромагнитной постоянной времени и реактивной составляющей электромагнитного момента.

На рис. 5: $L_{l\min}$ (minimum line-line inductance) – индуктивность обмотки статора по продольной (d) оси, а $L_{l\max}$ (maximum line-line inductance) – индуктивность обмотки статора по поперечной (q) оси. Значения этих индуктивностей в два раза больше значений индуктивностей фазы обмотки статора, обозначенных на рис. 5 как L_d и L_q соответственно ($L_{l\min} = 2 \cdot L_d$, $L_{l\max} = 2 \cdot L_q$).

Проведем сравнение результатов расчета с экспериментальными данными. Измерения индуктивностей серийного ВДПМ проводились с помощью LCR-метра DT-9935 и механического устройства, позволяющего повернуть вал двигателя на заданный угол. Результаты сравнения индуктивностей сведены в табл. 2.

Таблица 2

Индуктивности ВДПМ

Величина	Расчет	Эксперимент
$L_{l\min}$, мГн	13,1	13,8
$L_{l\max}$, мГн	17,5	18,1

Из табл. 2 видно, что результаты расчета и эксперимента имеют хорошую сходимость. Кроме того, как известно, особенностью ВДПМ (в отличие от синхронных двигателей с электромагнитным возбуждением) является то, что индуктивность обмотки статора по оси d меньше, чем индуктивность обмотки статора по оси q , что и подтверждается данными рис. 5 и табл. 2.

Рассмотрим соответствие расчетных и экспериментальных данных потокосцепления обмотки статора двигателя, величина которого входит в уравнение для расчета активной (основной) составляющей электромагнитного момента ВДПМ [4]. В результате расчета в MotorSolve получено значение потокосцепления фазы обмотки при ее ориентации по оси d (на рис. 5 – Φ_{i_m}) $\Psi_f = 0,123$ Вб. В этом случае имеет место максимальное сцепление фазы обмотки с потоком, созданным постоянными магнитами ротора. При соединении обмотки по схеме «Y» две последовательно включенные фазы обмотки смещены в магнитном поле постоянных магнитов на угол 60 эл.

град. В этом случае значение потокосцепления обмотки больше потокосцепления фазы в $\sqrt{3}$ раз, т.е. $\Psi_{MS} = \sqrt{3}\Psi_f = 0,213$ Вб.

Для экспериментального определения потокосцепления обмотки статора ротор серийного ВДПМ вращался с постоянной скоростью от гонного электродвигателя (режим генератора без присоединения нагрузки). При этом, с помощью цифрового осциллографа ADS1062CM, была зафиксирована осциллограмма изменения линейной ЭДС обмотки статора ВДПМ от времени $e = f(t)$ (рис.6).

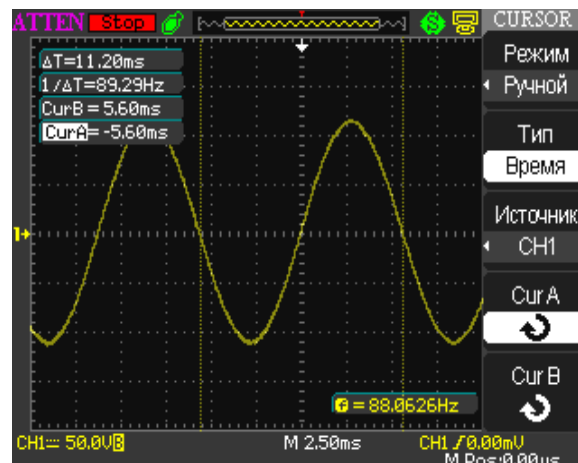


Рис. 6. Экспериментальная осциллограмма $e = f(t)$

Масштабы на осциллограмме: по вертикали – 50 В/дел., по горизонтали – 2,5 мс/дел.

Как видно из рис. 6, линейная ЭДС имеет форму, близкую к синусоидальной. На основании представленной экспериментальной осциллограммы рассчитаем потокосцепление обмотки статора ВДПМ:

$$\Psi_E = \frac{E_{\max} \cdot \Delta T}{2\pi} = \frac{118,5 \cdot 10^{-3}}{2\pi} = 0,211 \text{ Вб}, \quad (1)$$

где E_{\max} – амплитудное значение ЭДС; ΔT – период изменения ЭДС.

Таким образом, подтверждается практическое совпадение с результатом расчета потокосцепления обмотки статора, полученное в программном комплексе MotorSolve $\Psi_{MS} = 0,213$ Вб.

Зная потокосцепление, можно определить постоянную ЭДС электродвигателя K_e и постоянную момента электродвигателя K_t . Данные постоянные характеризуют электромеханическое преобразование энергии в электрических машинах. Они численно равны друг другу при применении единой системы единиц.

Постоянная ЭДС K_e равна произведению числа пар полюсов p на потокосцепление обмотки статора. По данным эксперимента постоянная K_e при расчете через потокосцепление:

$$K_e = p \cdot \Psi_E = 5 \cdot 0,211 = 1,055 \text{ В·с}, \quad (2)$$

а полученная в программе MotorSolve:

$$K_e = p \cdot \Psi_{MS} = 5 \cdot 0,213 = 1,065 \text{ В·с}. \quad (3)$$

С другой стороны, согласно рис. 5, постоянная $K_e = 116 \text{ В}/1000 \text{ мин}^{-1}$, или $K_e = 116 \cdot \frac{9,55}{1000} = 1,107 \text{ В·с}$.

Таким образом, расхождение между постоянной ЭДС K_e , полученной двумя способами на основании расчетных данных MotorSolve, приведенных на рис. 5, составляет 3,9 %. Такое отличие, скорее всего, связано с погрешностью вычислений в MotorSolve ЭДС, получаемой путем дифференцирования потокосцепления обмотки статора. К сожалению, в программе MotorSolve отсутствует возможность оценить степень соответствия синусоиде формы потокосцепления обмотки статора.

Постоянная момента K_t , численно равная постоянной ЭДС K_e , которая рассчитана через потокосцепление обмотки из программы MotorSolve, составляет $K_t = 1,065 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{А}$.

Что касается постоянной момента $K_t = 1,36 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{А}$, приведенной на рис. 5, то она определяется искусственно из постоянной ЭДС K_e путем деления на $\sqrt{3}/2$, и поэтому не является параметром ВДПМ. В то же время указанные выше другие параметры, полученные расчетным путем в программе MotorSolve, имеют хорошую сходимость с экспериментом.

Представляет интерес сравнить расчетные и экспериментальные механические характеристики исследуемого ВДПМ, а также изменение тока двигателя во времени при заданной нагрузке на валу. Экспериментальное определение механической характеристики производилось на стенде с гистерезисным динамометром АНД-603, с помощью которого осуществлялась нагрузка ВДПМ (рис. 7).

Расчеты и экспериментальное определение характеристик проводились при неизменном («гладком») напряжении в звене постоянного тока электронного коммутатора 270 В для исключения влияния схемы выпрямления на характеристики ВДПМ. На рис. 8 приведены расчетная (в MotorSolve) и экспериментальная «естественные» механические характеристики исследуемого ВДПМ, полученные при работе двигателя без регулирования частоты вращения (заполнение сигнала ШИМ равно 1).

Представленные механические характеристики показывают приемлемую сходимость расчета с экспериментом. Частота вращения холостого хода расчетной характеристики меньше частоты вращения холостого хода, полученной экспериментальным путем, на 3,3 %. В то же время жесткость расчетной механической характеристики несколько больше жесткости экспериментальной механической характеристики.

На рис. 9 и 10 приведены соответственно расчетные и экспериментальные осциллограммы фазного тока ВДПМ при его работе с противодействующим моментом нагрузки на валу 1 Н·м.

Расчетная характеристика определялась при частоте вращения 2270 об/мин. При этом среднее значение тока составляло 1,04 А.

Сравнение осциллограмм на рис. 9 и 10 позволяет сделать вывод о том, что расчетные и экспериментальные значения токов соответствуют физическим представлениям о переходных процессах при коммутации фаз обмотки статора, коррелируются по форме и амплитуде, а также еще раз подтверждают адекват-

ность расчета параметров ВДПМ в программном комплексе MotorSolve.

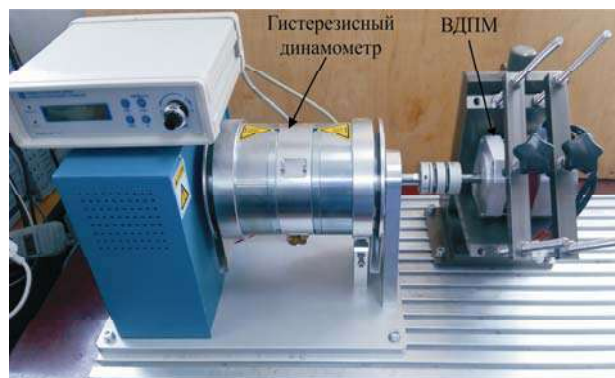


Рис. 7. Общий вид экспериментального стенда

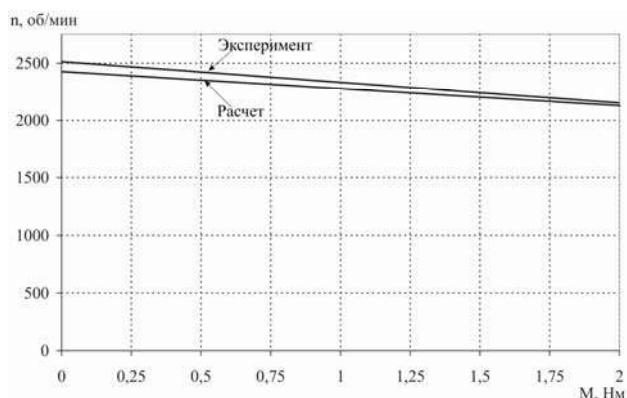


Рис. 8. «Естественные» механические характеристики ВДПМ



Рис. 9. Расчетная осциллограмма фазного тока ВДПМ при работе ВДПМ с нагрузкой 1 Н·м

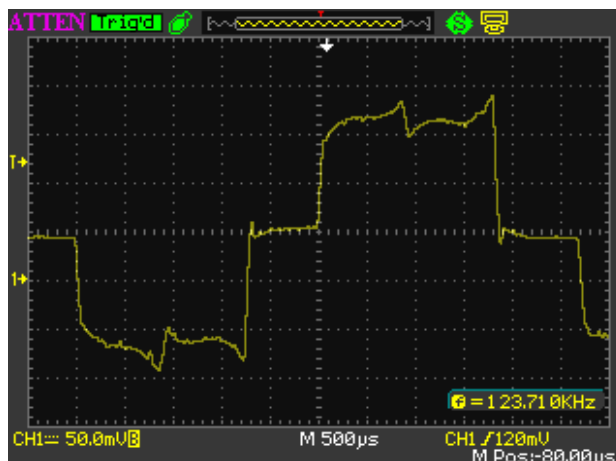


Рис. 10. Экспериментальная осциллограмма фазного тока при работе ВДПМ с нагрузкой 1 Н·м

Экспериментальная осциллограмма фазного тока получена с помощью цифрового осциллографа ADS1062CM при использовании датчика тока на резисторе с сопротивлением 0,1 Ом. Масштабы на экспериментальной осциллограмме: по вертикали – 0,5 А/дел., по горизонтали – 0,5 мс/дел. В эксперименте частота вращения ВДПМ составляла 2330 об/мин, а среднее значение тока – 1,1 А.

Выводы.

1. С помощью программного комплекса MotorSolve проведен расчет параметров и характеристик серийно выпускаемого ВДПМ. Результаты расчета имеют незначительное отличие от данных, полученных экспериментально, что подтверждает высокую эффективность программного комплекса MotorSolve.

2. В отличие от общеизвестных программ расчета магнитного поля, например FEMM, программный комплекс MotorSolve полностью обеспечивает расчет параметров, переходных процессов и характеристик электрической машины без использования дополнительного программного обеспечения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. <https://www.mentor.com/products/mechanical/motorsolve/>.
2. Гребеников В.В. Сопоставление характеристик электродвигателей на постоянных магнитах с внешним и внутренним ротором // Гідроенергетика України. – 2018. – №3-4. – С. 46-50.
3. Гребеников В.В., Прымак М.В. Сравнительный анализ систем электродвигателей с постоянными магнитами для электробуса // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – 2016. – №11(1183). – С. 42-48.
4. Hendershot J.R., Miller T.J.E. Design of brushless permanent-magnet motors. – Magna Physics Publishing and Clarendon Press. Oxford, 1994. – 579 p.

REFERENCES

1. Available at: <https://www.mentor.com/products/mechanical/motorsolve/> (accessed 10 April 2019).
2. Grebenikov V.V. Comparison of characteristics of electric motors with permanent magnets with external and internal rotors. *Hydropower Ukraine*, 2018, no.3-4, pp. 46-50. (Rus).
3. Grebenikov V.V., Pryimak M.V. Comparative analysis of magnetic electric motors with permanent magnets for electric buses. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion»*, 2016, no.11(1183). – pp. 42-48. (Rus).
4. Hendershot J.R., Miller T.J.E. *Design of brushless permanent-magnet motors*. Magna Physics Publishing and Clarendon Press, Oxford, 1994. 579 p.

Поступила (received) 12.04.2019

Рышша Виталий Викторович¹, д.т.н., проф.,
Радимов Игорь Николаевич², к.т.н., доц.,
Гульи Михаил Викторович², к.т.н.,
Меркулов Игорь Викторович¹, ст. преподаватель,
¹ Одесский национальный политехнический университет,
65044, Одесса, пр. Шевченко, 1,
тел/phone +380 48 7385855,
e-mail: rimsha61@gmail.com, miv080452@gmail.com
² ООО «Электротехника – Новые технологии»,
65005, Одесса, ул. Мельницкая, 26/2,
e-mail: igor.radimov@gmail.com, mv.skbs@gmail.com

V.V. Rymsha¹, I.N. Radimov², M.V. Gulyy², I.V. Merkulov¹
¹ Odessa National Polytechnic University,
1, Shevchenko Avenue, Odessa, 65044, Ukraine.
² Ltd. «Electrical Engineering – NewTechnology»,
26/2, Melnitskaya Str., Odessa, 65005, Ukraine.

MotorSolve software package: verification of parameters and characteristics of the brushless permanent magnet motor.

Purpose. The purpose of this paper is to include comparison of results of the modeling and calculation in the Mentor Siemens software MotorSolve and experiment of the brushless permanent magnet motor. **Methodology.** Numerical investigation using licensed software MotorSolve is performed. Calculations of motor parameters and characteristics are made using Finite Element Method. The experimental investigations were made on the hysteresis dynamometer AHD-603. **Results.** The results of the investigations show that the calculations of the parameters and characteristics of the motor in MotorSolve software almost match with the results of the experiments. **Practical value.** The high efficiency of the MotorSolve software for the modeling, calculation and research of the brushless permanent magnet motors are confirmed. References 4, tables 2, figures 10.

Key words: brushless permanent magnet motor, stator winding data, experimental investigations.

Г.Г. Жемеров, Д.С. Крылов, А.В. Машура

ЭНЕРГОЭФФЕКТИВНОСТЬ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ МЕТРОПОЛИТЕНА С РЕКУПЕРАЦИЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГИИ ПРИ ТОРМОЖЕНИИ

Мета. Метою статті є оцінка ККД системи електропостачання метрополітену, в якій використовується чотирихквADRантний привід постійного струму з рекуперацією енергії в мережу живлення в режимі гальмування. Методика. Для проведення досліджень використовувалася теорія електричних кіл, математичне моделювання в пакеті Matlab. Результати. Отримана теоретична залежність ККД СЕ з двонаправленим потоком енергії від коефіцієнта резистивного короткого замикання на клеммах навантаження. Теоретичний результат перевірений моделюванням. Наукова новизна. Розроблена еквівалентна схема системи електропостачання метрополітену з чотирихквADRантним приводом постійного струму і можливістю рекуперації енергії в мережу живлення в режимі гальмування, визначені її параметри, заданий графік руху електропоїзда. Практичне значення. Використання отриманих залежностей і результатів моделювання дозволить визначити напрямок перспективного розвитку системи електропостачання метрополітену, оптимізувати її енергоефективність. Бібл. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключові слова: система електропостачання, енергія, коефіцієнт повернення енергії, коефіцієнт корисної дії, рекуперація енергії.

Цель. Целью статьи является оценка КПД системы электроснабжения метрополитена, в которой используется четырёхквADRантный привод постоянного тока с рекуперацией энергии в питающую сеть в режиме торможения. Методика. Для проведения исследований использовалась теория электрических цепей, математическое моделирование в пакете Matlab. Результаты. Получена теоретическая зависимость КПД СЭ с двонаправленным потоком энергии от коэффициента резистивного короткого замыкания на клеммах нагрузки. Теоретический результат проверен моделированием. Научная новизна. Разработана эквивалентная схема системы электроснабжения метрополитена с четырёхквADRантным приводом постоянного тока и возможностью рекуперации энергии в питающую сеть в режиме торможения, определены её параметры, задан график движения электропоезда. Практическое значение. Использование полученных зависимостей и результатов моделирования позволит определить направление перспективного развития системы электроснабжения метрополитена, оптимизировать её энергоэффективность. Библ. 8, табл. 1, рис. 5.

Ключевые слова: система электроснабжения, энергия, коэффициент возврата энергии, коэффициент полезного действия, рекуперация энергии.

Введение. Функционирование транспортной системы современного крупного города невозможно без использования метрополитена, обеспечивающего значительную часть пассажирских перевозок. Его высокая надёжность сочетается с не самой высокой энергоэффективностью, что обусловлено применением коллекторного электропривода постоянного тока последовательного возбуждения без возможности возврата энергии в питающую сеть. Повышению коэффициента полезного действия (КПД) системы электроснабжения метрополитена посвящено много научных трудов [1-3]. Одним из решений проблемы энергосбережения является использование четырёхквADRантного электропривода постоянного тока, что даёт возможность организовать двонаправленный поток электрической энергии между источником и нагрузкой. Это позволит выводить накопленную в движущемся составе энергию обратно в промышленную сеть трёхфазного переменного тока, что, в свою очередь, должно повысить КПД всей системы электроснабжения метрополитена. Однако, как показано в [3], эффект энергосбережения от использования рекуперативного торможения не всегда очевиден. Он зависит от конфигурации используемой системы электроснабжения и режимов работы электропривода. При определённых условиях возможен эффект снижения суммарного КПД системы вследствие возникновения дополнительных потерь при возврате энергии в сеть.

Целью работы является оценка КПД системы электроснабжения метрополитена, в которой исполь-

зуется четырёхквADRантный привод постоянного тока с рекуперацией энергии в питающую сеть в режиме торможения.

Структура тяговой подстанции. Традиционная тяговая подстанция для преобразования переменного напряжения в постоянное использует неуправляемые диодные выпрямители, что не позволяет осуществить возврат энергии в питающую сеть. Для реализации возможного повышения эффективности схемы вместо диодных мостов необходимо использовать четырёхквADRантный тиристорный выпрямитель, представленный на рис. 1.

Сеть 6(10) kV представлена трехфазной симметричной системой синусоидальных напряжений u_{SA}, u_{SB}, u_{SC} . Параметры сети учтены активным сопротивлением R_0 . Параметры линии, соединяющей тяговую подстанцию и преобразовательный трехфазный трансформатор 6(10) kV / 0.71 kV, определяются активным сопротивлением R_1 . Сетевые обмотки трансформатора T_1 подключаются к сети 6(10) kV, а вентиляльные – к шестипульсному четырёхквADRантному мостовому выпрямителю $V S1 - V S12$. Потери в тиристорном мосте представлены эквивалентным источником противо-ЭДС уровня 1 V в прямом и обратном направлениях и перенесены в цепь постоянного тока. Параметры линии от трансформатора T_1 до выпрямительных мостов соответствуют активным сопротивлением R_2 . Нагрузка представлена двигателем постоянного тока (ДПТ)

© Г.Г. Жемеров, Д.С. Крылов, А.В. Машура

с независимым возбуждением. Параметры линии от управляемого выпрямителя (УВ) до двигателя постоянного тока учтены сопротивлением контактного рельса R_{KR} . Индуктивности в линии питания,

присутствующие там по факту, не участвуют в формировании потерь при передаче энергии, поэтому они перенесены в нагрузку и в эквивалентной схеме они не показаны.

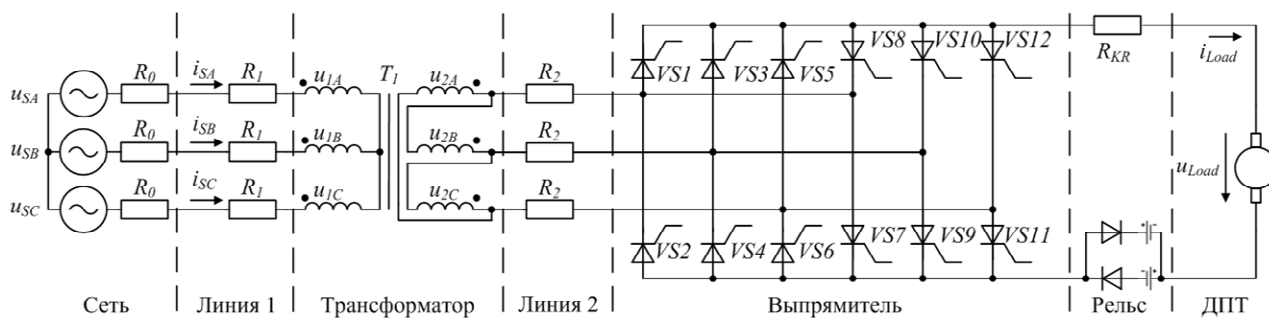


Рис. 1. Эквивалентная схема СЭ МП с четырехквadrантным УВ

Для адекватной оценки энергоэффективности системы электроснабжения метрополитена (СЭ МП) необходимо знать график движения поездов, который, согласно [1-3] содержит следующие интервалы: интервал разгона от нулевой до номинальной скорости (время t_{ac}) в среднем составляет 20-30 с; время торможения от номинальной до нулевой скорости (t_{br}) в среднем равно 40-50 с; интервал стоянки поезда (время t_{st}) обычно равен 25 с; интервал движения с номинальной скоростью (t_{mov}) составляет 110-130 с. Учитывая, что время движения подвижного состава между двумя станциями в среднем составляет три минуты [1], в соответствии с [3] примем следующие значения интервалов движения: $t_{ac} = 25$ с, $t_{mov} = 115$ с, $t_{br} = 45$ с, $t_{st} = 25$ с.

График изменения тока, напряжения и мощности нагрузки для указанных интервалов движения состава в рассматриваемой СЭ МП может иметь вид, представленный на рис. 2.

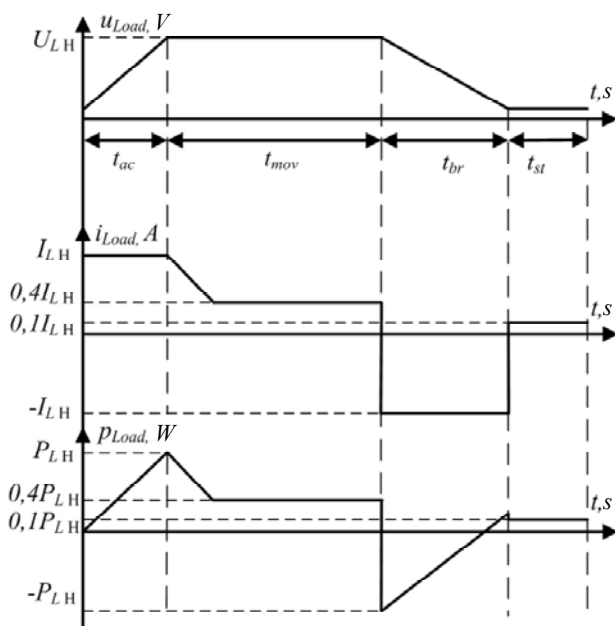


Рис. 2. График движения состава между станциями

В интервале разгона поезда t_{ac} система автоматического регулирования линейно изменяет скорость состава от нулевой до номинальной, что, при незави-

симом возбуждении МПТ, соответствует линейному росту напряжения нагрузки от нулевого до номинального значения. Ток нагрузки при этом ограничивается на номинальном уровне. Развиваемая на этом этапе мощность также линейно нарастает до номинального значения. В интервале движения t_{mov} с номинальной скоростью, к нагрузке будет приложено номинальное напряжение, а поезд преодолевает лобовое сопротивление воздуха и силу трения, развивая до 30-50 % от номинальной мощности. На этом же уровне будет находиться и потребляемый нагрузкой ток. В режиме торможения система автоматического регулирования обеспечивает плавное линейное снижение скорости до нулевого уровня за время t_{br} . Напряжение нагрузки также будет линейно снижаться до нулевого уровня. При этом для обеспечения возврата в питающую сеть запасённой поездом кинетической энергии, необходимо обеспечить смену полярности тока нагрузки с ограничением его на уровне, не превышающем номинального значения. С началом рекуперации ток нагрузки переходит на реверсивную вентильную группу и поддерживается отрицательным вплоть до момента достижения равенства возвращаемой и потребляемой составом энергии на этапе торможения. После этого изменяющаяся по линейному закону мощность нагрузки снова станет положительной, а ток нагрузки переходит на положительную вентильную группу в результате переключения мостов выпрямителя. В интервале стоянки t_{st} электропривод поезда энергии не потребляет. На всех этапах движения состав потребляет энергию собственных нужд, которая расходуется на обогрев, освещение и вентиляцию вагонов, её величина может достигать до 10 % от номинальной. Это учтено на графиках, представленных на рис. 2.

Развиваемая на этапах движения мощность зависит от физических параметров поезда, от его скорости и массы. Масса подвижного состава определяется числом вагонов и количеством пассажиров в каждом вагоне. В соответствии с [4], поезд состоит из пяти вагонов массой 33 т каждый. В вагон помещается от 200 до 300 пассажиров со средним весом 60-70 кг. Таким образом, можно считать, что масса поезда составляет 200-250 т. Номинальная скорость движения равна 25 м/с или 90 км/ч. Согласно [4], действующие на линиях метрополитена поезда оснащены электро-

приводом номинальной мощностью до 2 МВ. В эквивалентной схеме для дальнейших расчётов и моделирования был выбран двигатель типа NP800KS с номинальной мощностью 2.013 МВ и номинальным током 3053 А. Моменты сопротивления и инерции поезда приведены к его ротору.

Для расчёта энергии потерь при двунаправленном потоке необходимо задаться параметрами схемы СЭ МП, приведенной на рис. 1. Характеристики питающей сети определяются параметрами трёхфазного трансформатора питающей подстанции типа ТМН 4000/35/6 [1], для которого сопротивление фазы $R_0 = 0.1 \Omega$ [1]. Параметры линии 1 (см. рис.1) определяются расстоянием между тяговой подстанцией и преобразовательным трансформатором, которое, в среднем, составляет от 1 до 3 км [1]. Используемый в линии 1 алюминиевый трехжильный кабель имеет величину сопротивления фазы R_1 , равное $0.3 \Omega/\text{km}$, а его сечение выбирается по току, который может потреблять рассматриваемый электропривод, и равно 95 mm^2 [1]. Преобразовательный трансформатор серии ТСЗП-2500/10У3 6(10)/0.71 кВ имеет номинальную мощность 2.509 МВ и потери короткого замыкания 20 кВт. Суммарное эквивалентное сопротивление его фазы R_{TV} для него будет равно 2 мОм. Параметры линии 2 определяются расстоянием между преобразовательным трансформатором T_1 и выпрямителем, которое принято равным 50 м. При этом сечение медного кабеля будет равно 1000 mm^2 , величина сопротивления фазы $R_2 = 0.9 \text{ m}\Omega$. Стальной контактный рельс R_{KR} имеет стандартное сечение 6600 mm^2 и сопротивление, равное $9 \text{ m}\Omega/\text{km}$. Его длина может изменяться в диапазоне от 1 до 3 км, в зависимости от расположения поезда на прогоне между станциями. Активное сопротивление выбранной ранее машины постоянного тока (МПТ) R_J равно 8 мОм.

КПД СЭ МП с двунаправленным потоком энергии. Оценим КПД системы электроснабжения, представленной на рис. 1. Согласно [3], максимально возможный КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии определяется по формуле:

$$\eta_{\max\leftrightarrow} = \frac{\eta_{\max\rightarrow}(2 - \eta_{\max\leftarrow}^{-1}) - k_E}{1 - k_E}, \quad (1)$$

где $\eta_{\max\rightarrow}$ и $\eta_{\max\leftarrow}$ – максимально возможное значение КПД трехфазной СЭ в прямом и обратном потоках энергии соответственно; k_E – коэффициент возврата энергии из нагрузки в источник, определяемый по выражению из [3]:

$$0 \leq k_E = \frac{P_{S\leftarrow}}{P_{S\rightarrow}} \leq 1, \quad (2)$$

где $P_{S\leftarrow}$ и $P_{S\rightarrow}$ – мощность источника в прямом и обратном потоках энергии соответственно.

Величину максимально возможного значения КПД СЭ МП в прямом потоке энергии $\eta_{\max\rightarrow}$ определяется по выражению [3]:

$$\eta_{\max\rightarrow} = \frac{1}{2} + \sqrt{\frac{1}{4} - \frac{1}{k_{SC}}}, \quad (3)$$

где k_{SC} – коэффициент короткого замыкания, определяемый отношением мощности короткого замыкания на клеммах нагрузки к полезной активной мощности нагрузки:

$$k_{SC} = \frac{P_{SC}}{P_{usf}}, \quad (4)$$

где P_{SC} – мощность резистивного короткого замыкания СЭ МП при отключенной нагрузке; P_{usf} – среднее значение полезной активной мощности нагрузки в интервале повторяемости графика движения поезда согласно рис. 2.

Значения P_{usf} и k_E зависят от графика движения поезда, интервалов задания, скоростей разгона и торможения поезда. Мощность резистивного короткого замыкания P_{SC} зависит от конфигурации СЭ МП и может быть определена из соотношения:

$$P_{SC} = \frac{3U_{sm}^2}{2R_{\Sigma}}, \quad (5)$$

где U_{sm} – амплитуда синусоидального фазного напряжения источника электропитания; R_{Σ} – эквивалентное активное сопротивление СЭ МП, приведенной на рис. 1.

Величина активного эквивалентного сопротивления системы электроснабжения, согласно рис. 1, включает в себя следующие составляющие:

$$R_{\Sigma} = R_0' + R_1' + R_{TV} + R_2 + R_{RF} + R_{KR} + R_J, \quad (6)$$

где R_0' – сопротивление фазы источника переменного напряжения 6(10) кВ, приведенное к вторичной обмотке преобразовательного трансформатора (ПТ); R_1' – сопротивление фазы участка линии 1, приведенное ко вторичной обмотке ПТ; R_{TV} – суммарное сопротивление фазы ПТ; R_2 – сопротивление фазы участка линии 2 от трансформатора до выпрямителя; R_{RF} – сопротивление управляемого выпрямителя; R_{KR} – сопротивление контактного рельса; R_J – сопротивление якорной цепи ДПТ.

Величина максимально возможного значения КПД СЭ МП в обратном потоке энергии $\eta_{\max\leftarrow}$ может быть определена по следующему выражению [3]:

$$\eta_{\max\leftarrow} = \frac{1}{1 + k_E^2 k_{SC}^{-1}}. \quad (7)$$

Найдём величину максимально возможного КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии и определим возможный диапазон его изменений, используя приведенные выше выражения.

Для определения коэффициента возврата энергии из нагрузки в источник k_E , согласно (2), необходимо знать $P_{S\leftarrow}$ и $P_{S\rightarrow}$. Их значения можно определить из графика движения поезда, приведенного на рис. 2. Вычислив площади под кривой графика изменения мощности для прямого и обратного потоков энергии, получим значения $P_{S\rightarrow} = 50.3 \text{ MW}$, $P_{S\leftarrow} = 108.7 \text{ MW}$ и, в соответствии с (2), $k_E = 0.5$.

Среднее значение полезной активной мощности нагрузки найдём интегрированием графика мгновенной мощности в интервале повторяемости движения поезда. Получили значение $P_{usf} = 1.44 \text{ MW}$.

Для нахождения мощности резистивного короткого замыкания P_{SC} определим составляющие эквивалентного активного сопротивления системы электропитания R_2 и возможный диапазон их изменений.

Согласно перечисленным выше данным, приведенное сопротивление фазы источника R_0' может быть вычислено по выражению:

$$R_0' = kR_0, \quad (8)$$

где $k = 1/k_r^2$ – коэффициент приведения параметров элементов первичной обмотки преобразовательного трансформатора ко вторичной, равный 0.014. Значение сопротивления R_0' равно 1.4 мΩ.

Аналогично вычисляется приведенное сопротивление фазы линии 1 R_1' :

$$R_1' = kR_1. \quad (9)$$

Остальные составляющие выражения (6) и возможный диапазон их изменения были определены выше, значения параметров сведены в табл. 1, в соответствии с которой сопротивление R_1' лежит в диапазоне от 4.2 мΩ до 12.6 мΩ. Активное эквивалентное сопротивление СЭ R_2 , приведенной на рис. 1, будет иметь значения в диапазоне от 27 мΩ до 44 мΩ.

Таблица 1
Сопротивления схемы СЭ МП и диапазон их изменений

Параметр		Значение
$R_0', m\Omega$		1.4
$R_1', m\Omega$	1000 m	4.2
	2000 m	8.4
	3000 m	12.6
$R_{TV}, m\Omega$		3
$R_2, m\Omega$		1
$R_{RF}, m\Omega$		1
$R_{KR}, m\Omega$	1000 m	9
	2000 m	13.5
	3000 m	18
$R_f, m\Omega$		8

Мощность короткого замыкания P_{SC} , рассчитанная по (5), в зависимости от параметров схемы, имеет значение от 34 до 56 МВ. Коэффициент короткого замыкания, рассчитанный по (4), в зависимости от активного эквивалентного сопротивления, лежит в диапазоне от 25 до 40.

В реальной системе электроснабжения могут присутствовать дополнительные потери электроэнергии, которые можно учесть в теоретических расчётах введением коэффициента дополнительных потерь k_{add} . В этом случае, КПД СЭ МП может быть рассчитано из [3] по выражению:

$$\eta_{real\leftrightarrow} = \frac{1 - k_E^2 k_{SC}^{-1} k_{add\leftarrow} - k_E}{1 + \left(\left(0.5 + \sqrt{0.25 - k_{SC}^{-1}} \right)^{-1} - 1 \right) k_{add\rightarrow}} \cdot (10)$$

График зависимости реального КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии от коэффициента короткого замыкания на клеммах нагрузки k_{sc} приведен на рис. 3 пунктирной линией.

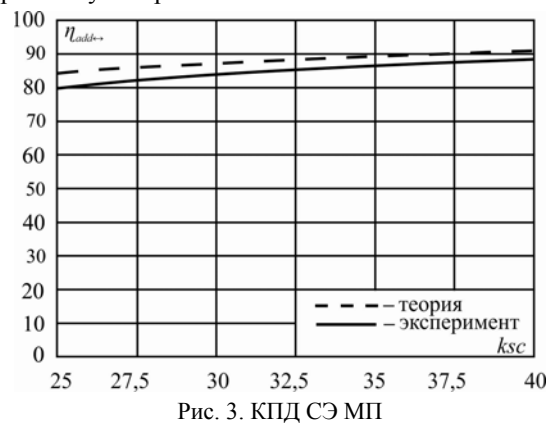


Рис. 3. КПД СЭ МП

Моделирование СЭ МП с двунаправленным потоком энергии. Для экспериментальной проверки теоретических результатов была разработана *MatLab*-модель СЭ МП с четырехквadrантным управляемым выпрямителем, имитирующая схему, приведенную на рис. 1. *MatLab*-модель изображена на рис. 4. Она состоит из следующих блоков:

- силовая схема – блоки 1, 3, 4, 5, 7, 8, 10;
- система управления тиристорными УВ – блок 6;
- регуляторы момента, тока и скорости – блоки 9, 13;
- датчик тока и напряжения – блок 2;
- расчетчик – блок 11;
- многолучевой осциллограф – блок 12.

Назначение блоков силовой схемы: 1 – промышленная сеть; 3 – кабели, соединяющей тяговую подстанцию и преобразовательный трехфазный трансформатор 6(10) kV / 0.71 kV, который обозначен блоком 4; 5 – кабели, идущие от трансформатора 4 до выпрямительных мостов 7; 8 – стальной контактный рельс, соединяющий УВ с двигателем постоянного тока 10.

Параметры элементов силовой цепи в модели были заданы в строгом соответствии с данными СЭ МП, приведенными ранее. Данные модели двигателя постоянного тока соответствуют таковым для машины типа NP800KS. Механическая часть электропривода была приведена к ротору машины постоянного тока, а кинетическая энергия, запасаемая составом при движении – к энергии эквивалентного маховика. Задаваемая в блоке 9 нагрузка МПТ учитывает как потери собственных нужд, так и потери на трение и лобовое сопротивление воздуха движущемуся составу.

Система управления выпрямителем построена по вертикальному принципу и имеет арксинусоидальную характеристику фазосмещающего устройства. Логика переключения мостов отслеживает сигнал задания с выхода регулятора и мгновенную величину тока нагрузки, принимая решение на перевод импульсов в зависимости от их суперпозиции.

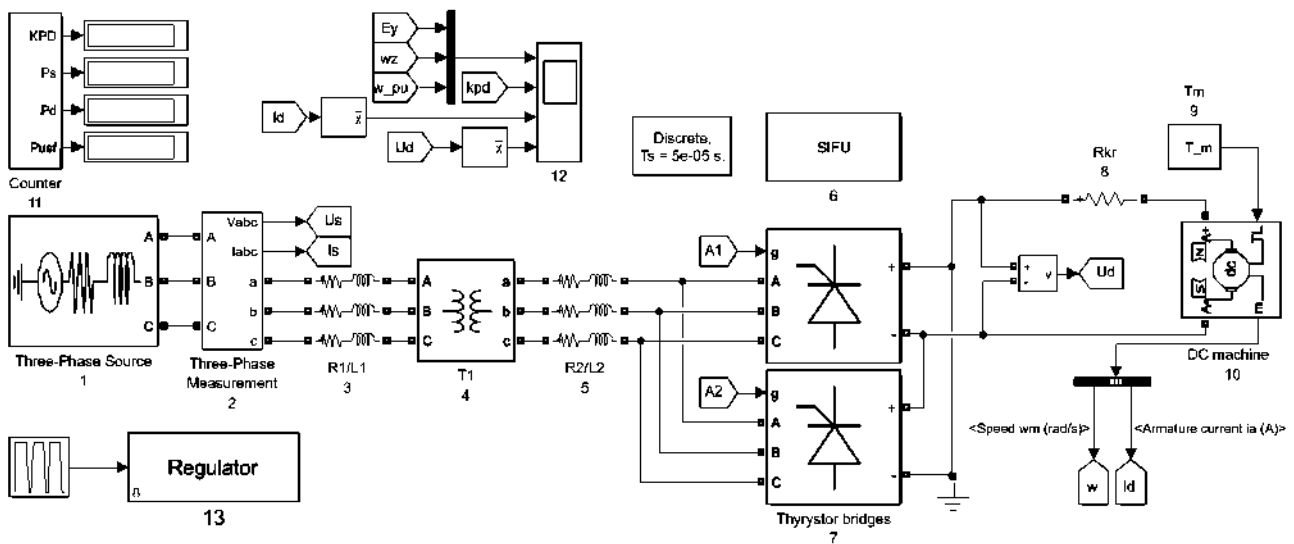


Рис. 4. MatLab – модель СЭ МП

Система авторегулирования выполнена по замкнутому принципу с использованием двухконтурного подчинённого регулятора тока-скорости, настроенного на технический оптимум. Это обеспечило качественное поддержание заданной скорости в соответствии с графиком движения поезда.

В результате моделирования получены: осциллограммы изменения тока, напряжения и скорости потока энергии для интервалов движения состава в рассматриваемой СЭ МП, приведенные на рис. 5. Построен график зависимости реального КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии от коэффициента короткого замыкания на клеммах нагрузки, который, для наглядности, был приведен на рис. 3, совместно с теоретическим графиком.

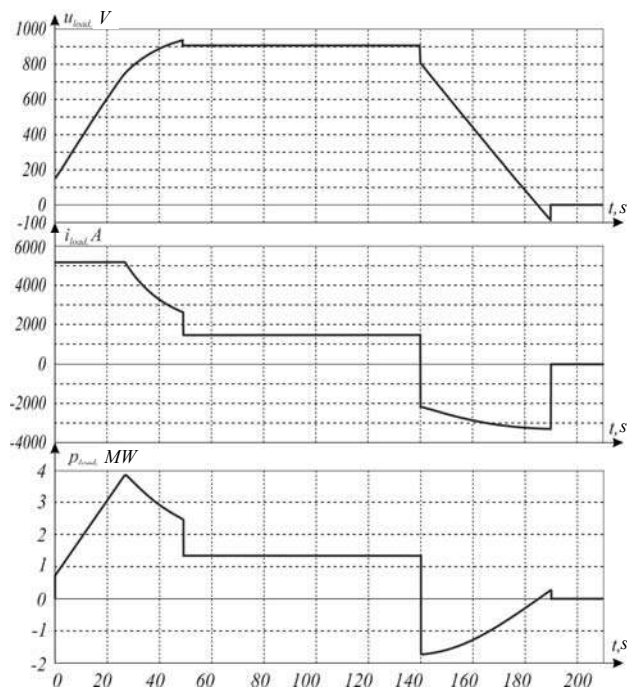


Рис. 5. Осциллограммы работы схемы

Выводы.

1. Разработана эквивалентная схема системы электроснабжения метрополитена с четырёхквadrantным

приводом постоянного тока и возможностью рекуперации энергии в питающую сеть в режиме торможения, определены её параметры, задан график движения электропоезда.

2. С использованием известных формул для разработанной системы электроснабжения получена теоретическая зависимость КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии от коэффициента резистивного короткого замыкания на клеммах нагрузки.

3. Построена *MatLab*-модель СЭ МП с четырёхквadrantным электроприводом постоянного тока на базе шестипульсного мостового управляемого выпрямителя с возможностью реализации двунаправленного потока электрической энергии между источником и нагрузкой.

4. С использованием *MatLab*-модели снята реальная зависимость КПД СЭ с двунаправленным потоком энергии от коэффициента короткого замыкания на клеммах нагрузки, повторяющая динамику теоретической кривой. Некоторое расхождение между теоретической кривой и данными полученной модели может быть объяснено учетом в модели дополнительных потерь электроэнергии, таких, как трение, сопротивление воздуха, коммутационные потери и т.д.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Тугай Д.В., Холод О.И. Системы электроснабжения метрополитена с современными полупроводниковыми преобразователями и накопителями энергии // *Электротехника и электромеханика*. – 2013. – №1. – С. 41-49. doi: 10.20998/2074-272X.2013.1.10.
2. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В., Холод О.И. Энергоэффективность систем электроснабжения подвижного состава метрополитена // *Технічна електродинаміка*. – 2014. – №1. – С. 67-74.
3. Жемеров Г.Г., Ильина Н.О., Машура А.В., Тугай Д.В. Энергоэффективність рекуперативного гальмування в системах електропостачання з регульованими електроприводами // *Технічна електродинаміка*. – 2018. – №6. – С. 73-76. doi: 10.15407/techned2018.06.073.
4. Электровагоны типов 81-718/719, 81-718.0/719.0 и 81-718.2/719.2. Режим доступа: <http://vagon.metro.ru/passenger/81-718.html>.
5. Костин Н.А., Никитенко А.В. Автономность рекуперативного торможения – основа надежной энергоэффектив-

ной рекуперации на электроподвижном составе постоянного тока // Залізничний транспорт України. – 2014. – №3. – С. 15-23.

6. Щербак Я.В., Нерубацький В.П. Аналіз застосування рекуперативного гальмування на залізницях України // Залізничний транспорт України. – 2011. – №2. – С. 30-34.

7. Саблін О.И. Аналіз якості рекуперуваної електроенергії в системі електричного транспорту // Вісник НТУ «ХПІ». – 2013. – №38. – С. 187-190.

8. Посохов І.М. Дослідження ринку вагонобудування України та конкурентоспроможності промислових підприємств залізничного транспорту на світовому ринку та ринку країн СНД // Вісник НТУ «ХПІ». – 2015. – №60. – С. 115-118.

REFERENCES

1. Zhemerov G.G., Pyina N.A., Tugay D.V., Kholod O.I. Subway power systems with modern semiconductor converters and energy storage devices. *Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.1, pp. 41-49. (Rus) doi: 10.20998/2074-272X.2013.1.10.

2. Zhemerov G.G., Tugay D.V., Kholod O.I. Energy efficiency of power supply systems for a subway. *Technical electrodynamics*, 2014, no.1, pp. 67-74. (Rus).

3. Zhemerov G.G., Pyina N.A., Mashura A.V., Tugay D.V. Efficiency of regenerative braking in energy supply systems with electric regulated drives. *Technical electrodynamics*, 2018, no.8, pp. 73-76. (Ukr). doi: 10.15407/teched2018.06.073.

4. *Electric carriage types 81-718/719, 81-718.0/719.0 and 81-718.2/719.2*. Available at: <http://vagon.metro.ru/passenger/81-718.html> (Accessed 12 May 2016). (Rus).

5. Kostin N.A., Nikitenko A.V. Autonomy of recuperative braking – the basis of reliable energy-efficient recovery on the electromotive force constant current. *Railway Transport of Ukraine*, 2014, no.3, pp. 15-23. (Rus).

6. Shcherbak Ya.V., Nerubatsky V.P. Analysis of the use of recuperative inhibition on the railways of Ukraine. *Railway Transport of Ukraine*, 2011, no.2, pp. 30-34. (Ukr).

7. Sablin O.I. Analysis of the quality of the recovered electricity in the electric transport system. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no.38, pp. 187-190. (Rus).

8. Posokhov I.M. Research of the car-building market of Ukraine and competitiveness of the industrial enterprises of railway transport in the world market and CIS markets. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2015, no.60, pp. 115-118. (Ukr).

Поступила (received) 05.06.2019

Жемеров Георгий Георгиевич¹, д.т.н., проф.,

Крылов Денис Сергеевич¹, к.т.н., доц.,

Машура Артём Вячеславович¹, аспирант,

¹Национальный технический университет

«Харьковский политехнический институт»,

61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,

тел/phone +380 577076312,

e-mail: zhemerov@gmail.com

G.G. Zhemerov¹, D.S. Krylov¹, A.V. Mashura¹

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

2, Kyrypchova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Energy efficiency of the subway electrical supply system with electrical energy recovery at braking.

Purpose. The purpose of the paper is to assess the efficiency of the subway power supply system, which uses a four-quadrant DC drive with energy recovery in the supply network in the braking mode. **Methodology.** We have applied the theory of electrical circuits and mathematical simulation in Matlab package. **Results.**

The theoretical dependence of the efficiency of the electrical supply system with a bidirectional flow of energy on the coefficient of resistive short circuit at the load terminals has been obtained. The theoretical result is verified by modeling. **Originality.** The equivalent circuit of the subway power supply system with a four-quadrant DC drive and the possibility of energy recovery to the supply network in braking mode is developed, its parameters are determined, and the schedule of the electric train movement was set. **Practical value.** The use of the obtained dependencies and simulation results will allow to determine the direction of the future development of the subway power supply system and optimize its energy efficiency. References 8, tables 1, figures 5.

Key words: power supply system, energy, energy return coefficient, efficiency, energy recovery.

М.М. Резинкина

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ В НЕОДНОРОДНЫХ СРЕДАХ ДЛЯ ВЫБОРА ЗАЩИТНЫХ ПОКРЫТИЙ

Описаний метод розрахунку електромагнітних полів в неоднорідних середовищах, виконаний в термінах модифікованого магнітного потенціалу при поділі плоскої електромагнітної хвилі на падаючу і відбиту. Для зменшення габаритів розрахункової області на її границях введені додаткові одновісне ідеально поглинаючі шари, що забезпечують швидке і безвідбивне загасання напруженостей електромагнітних полів (ЕМП). Особливістю таких шарів є вибір їх електричних параметрів такими, щоб забезпечити наявність в них не тільки резистивних, але і магнітних втрат. Математичне моделювання процесів при падінні ЕМП на провідне середовище, перед яким поміщені покриття з подібними властивостями показало можливість ефективного загасання в них ЕМП радіочастотного діапазону. В результаті проведених досліджень обрані параметри покриттів, що забезпечують мінімальне відбиття падаючих електромагнітних хвиль. Бібл. 11, рис. 3.

Ключові слова: електромагнітне поле, неоднорідні середовища, модифікований векторний магнітний потенціал, метод кінцевого інтегрування, ідеально узгоджені поглинаючі граничні шари.

Описан метод расчета электромагнитных полей в неоднородных средах, выполненный в терминах модифицированного магнитного потенциала при разделении плоской электромагнитной волны на падающую и отраженную. Для уменьшения габаритов расчетной области на ее границах введены дополнительные одноосно идеально поглощающие слои, обеспечивающие быстрое и безотражательное затухание напряженностей электромагнитных полей (ЭМП). Особенностью таких слоев является то, что их электрические параметры выбраны такими, чтобы обеспечить наличие в них не только резистивных, но и магнитных потерь. Математическое моделирование процессов при падении ЭМП на проводящую среду, перед которой помещены покрытия с подобными свойствами, показало возможность эффективного затухания в них ЭМП радиочастотного диапазона. В результате проведенных исследований выбраны параметры покрытий, обеспечивающих минимальное отражение падающих электромагнитных волн. Библ. 11, рис. 3.

Ключевые слова: электромагнитное поле, неоднородные среды, модифицированный векторный магнитный потенциал, метод конечного интегрирования, идеально согласованные поглощающие граничные слои.

Введение. При решении ряда проблем теоретической электротехники и электрофизики возникают задачи расчета электромагнитных полей (ЭМП), в том числе при падении волны на неоднородные среды с плоскими границами раздела. Такие задачи приходится решать, например, при выборе параметров защитных радиопоглощающих покрытий протяженных проводящих объектов от высокочастотных излучений. Поскольку в этом случае применение аналитических методов [1] невозможно, необходимо развитие численных методов. Учитывая плоскую геометрию рассматриваемых систем, наиболее эффективным представляется использование конечно-разностных методов (см. например [2, 3]). Для снижения порядка решаемой системы уравнений может быть использована постановка задачи в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала [4]. В отличие от традиционной постановки через напряженности ЭМП такой подход позволяет уменьшить требуемые компьютерные ресурсы за счет того, что при расчете неизвестными являются 3 компоненты модифицированного векторного магнитного потенциала, а не 3 компоненты напряженности электрического поля и 3 компоненты напряженности магнитного поля [4].

При наличии нескольких границ раздела сред с плоскими границами раздела эффективным представляется использование численного метода конечного интегрирования (МКИ) [5]. Суть данного метода состоит в наложении на рассматриваемую область прямоугольной расчетной сетки и интегрировании уравнений Максвелла по объемам или граням ее ячеек. Таким образом, решаемые уравнения получают с помощью законов сохранения. Причем, формулировка задачи расчета с помощью метода конечного интегрирования в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала при специальном выборе расчетной сетки обеспечивает автоматическое выполнение условий на границах раздела сред для векторов напряженностей и индукций ЭМП [6, 7].

Для ограничения расчетной зоны при определении ЭМП в открытых областях при формулировке задачи с

помощью напряженностей ЭМП используются так называемые *UPML* (одноосно идеально согласованные слои) [8]. Для решения задач, связанных с распространением высокочастотных колебаний в неоднородных средах с потерями, представляется важным развитие *UPML* применительно к формулировке задач в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала.

Целью работы является разработка метода расчета высокочастотных ЭМП в средах с потерями при использовании модифицированного векторного потенциала и *UPML*.

Постановка задачи расчета процесса падения плоской электромагнитной волны на слоистые среды. Для того чтобы уменьшить число уравнений при решении задачи расчета ЭМП будем использовать так называемый модифицированный векторный магнитный потенциал A [4].

В отсутствие сторонних источников электрического заряда дополнительным условием при работе со скалярным электрическим (φ) и векторным магнитным (A) потенциалами вместо напряженностей электрического (E) и магнитного (H) поля можно выбрать условие нормировки $\varphi = 0$ (см. например [1]). Тогда векторы магнитной индукции B и напряженности электрического поля E выражаются через A в виде:

$$B = \text{rot } A = \mu\mu_0 H; \quad (1)$$

$$E = -\frac{\partial A}{\partial t}. \quad (2)$$

Для того, чтобы при падении на радиопоглощающее покрытие происходило безотражательное затухание ЭМП, необходимо обеспечить наличие потерь не только связанных с активной проводимостью среды, но и магнитных потерь.

Второе уравнение Максвелла с учетом магнитных потерь имеет вид [9, с. 69]:

$$\text{rot } E = -\left(\frac{\partial B}{\partial t} + \gamma_\mu H\right), \quad (3)$$

где γ_μ – эквивалентные магнитные потери [Ω/m].

© М.М. Резинкина

Учитывая (1), перепишем правую часть (3) в виде:

$$\frac{\partial \mathbf{B}}{\partial t} + \gamma \mu \mathbf{H} = \text{rot} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} + \frac{\gamma \mu}{\mu \mu_0} \text{rot} \mathbf{A}.$$

Тогда (3) запишем как

$$\text{rot} \mathbf{E} = -\text{rot} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \frac{\gamma \mu}{\mu \mu_0} \text{rot} \mathbf{A},$$

откуда для кусочно-однородных сред можно выразить \mathbf{E} через \mathbf{A} следующим образом:

$$\mathbf{E} = -\frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \frac{\gamma \mu}{\mu \mu_0} \mathbf{A}. \quad (4)$$

При этом первое уравнение Максвелла

$$\text{rot} \mathbf{H} = \gamma \mathbf{E} + \frac{\partial \mathbf{D}}{\partial t},$$

где \mathbf{D} – индукция электрического поля; γ – удельная электропроводность приобретает вид:

$$\text{rot} \frac{\text{rot} \mathbf{A}}{\mu \mu_0} = -\gamma \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t} - \varepsilon_0 \varepsilon \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - \frac{\gamma \mu}{\mu \mu_0} \mathbf{A} - \frac{\gamma \mu \varepsilon_0 \varepsilon}{\mu \mu_0} \frac{\partial \mathbf{A}}{\partial t}. \quad (5)$$

Для получения численного решения для векторного потенциала рассматриваемая область разбивалась на ячейки-параллелепипеды (рис. 1) так, чтобы узлы расчетной сетки (i, j, k) лежали на границах раздела сред. Полагалось, что электрические свойства среды в пределах каждой из ячеек однородны.

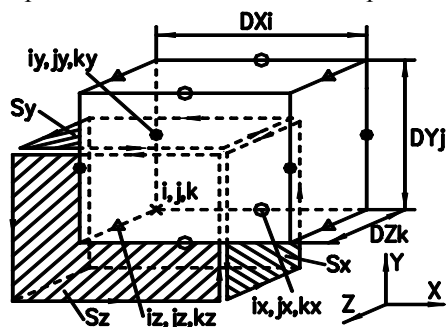


Рис. 1. Ячейка расчетной схемы

Решаемое уравнение было получено в результате интегрирования (5) по сечениям, перпендикулярным координатным осям. Тогда уравнения для компонент вектора \mathbf{A} можно записать в результате интегрирования (5) по сечениям S_x, S_y, S_z (см. рис. 1) и использования теоремы Стокса. Так для A_y – y -ой компоненты вектора \mathbf{A} – получим:

$$\oint_{l_y} \frac{\text{rot} \mathbf{A}}{\mu \mu_0} dl = \int_{S_y} \left(-\gamma \frac{\partial A_y}{\partial t} - \varepsilon_0 \varepsilon \frac{\partial^2 A_y}{\partial t^2} - \frac{\gamma \mu}{\mu \mu_0} A_y - \frac{\gamma \mu \varepsilon_0 \varepsilon}{\mu \mu_0} \frac{\partial A_y}{\partial t} \right) dS, \quad (6)$$

где l_y – контур, охватывающий площадку S_y .

В результате интегрирования (5) по соответствующим площадкам: S_x для A_x и S_z для A_z (см. рис. 1), аналогичные выражения записываются для остальных компонент векторного потенциала. Перейдя к разностной форме записи, получим систему решаемых уравнений.

Особенности численного расчета ЭМП с помощью модифицированного векторного магнитного потенциала. При расчете электромагнитных процессов при падении на объекты плоской электромагнитной волны, имеющей конечную длину и гармоническое заполнение, возникает проблема задания условий для напряженностей и потенциала ЭМП на

границах расчетной области. Для ограничения расчетной области при применении конечно-разностных методов численного расчета обычно используется введение на внешних границах расчетной области так называемых одноосных идеально согласованных слоев (*UPML*), обеспечивающих быстрое и безотражательное затухание ЭМП. Однако при этом для рассматриваемой постановки задачи нельзя задать на внешних границах *UPML* нулевые граничные условия для потенциалов и напряженностей ЭМП. Дело в том, что кроме отраженной волны, которую действительно можно полагать равной нулю на достаточном удалении от вызывающего ее объекта, существует еще падающая волна, которая может с течением времени быть не равной нулю и на достаточном удалении от объекта. Для решения данной проблемы используется представление электромагнитной волны в виде суммы падающей и отраженной волн. Распространение обеих этих волн описывается одними и теми же уравнениями Максвелла. При этом расчетная область также разделяется на две зоны: первую (I), внутреннюю, в которой расположен исследуемый объект, и вторую (II) – наружную, расположенную между границами I-й области и внутренними границами *UPML*. При этом в зоне I рассчитывается распространение суммарной волны, содержащей и падающую, и отраженную волны. В зоне II рассчитывается распространение только отраженной волны. На границах зон I и II учитывается переход от расчета только отраженной и полной суммарной волны. При этом на внешних границах *UPML* могут быть использованы нулевые условия для потенциалов и напряженностей ЭМП, поскольку они относятся только к отраженной волне.

В [9] приводится решение задачи распространения и отражения электромагнитных волн с помощью описанного подхода при использовании алгоритма Yee для расчета компонент напряженности электрического и магнитного поля. Данный подход был применен для решения задачи, сформулированной в терминах модифицированного векторного потенциала с помощью метода конечного интегрирования. При этом в разностных схемах появляются слагаемые, содержащие известные значения векторного потенциала, соответствующие падающей волне. Прибавление или вычитание данных слагаемых при записи решаемых уравнений для узлов, прилегающих к границе раздела подобластей I и II, позволил реализовать описанный выше подход. Поскольку величины падающей волны в каждый момент времени и для каждого узла расчетной схемы известны, они переносятся в правые части уравнений. Такие слагаемые прибавляются к правым частям разностных уравнений, записанных для узлов, лежащих на границах подобластей I и II, и вычитаются из правых частей разностных уравнений, записанных для узлов, расположенных в II в плоскостях перед границами подобластей I и II.

Введение *UPML* при расчете распространения электромагнитной волны в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала требует иного подхода, чем при решении через напряженности электрического и магнитного поля. Это связано с тем, что параметр s_μ

$$s_\mu = 1 + \frac{\gamma \mu}{j \omega \mu \mu_0}, \quad (7)$$

который выбирают равным s_ε

$$s_\varepsilon = 1 + \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon\varepsilon_0}, \quad (8)$$

при формулировке задачи через \underline{A} оказывается в знаменателе решаемого уравнения. Поэтому его преобразование при переходе из частотной области во временную невозможно. Для использования *UPML* при такой постановке предложено использовать в качестве поглощающих слоев среду, у которой $\varepsilon\omega$ и $\mu\omega$ намного меньше, чем γ и γ_μ соответственно. Для обеспечения условия неизменности скорости распространения электромагнитных волн и отсутствия отражений при падении ЭМП на *UPML* – слои, необходимо соблюдение равенства $s_\mu = s_\varepsilon$. При $\mu\omega \ll \gamma_\mu$ и $\varepsilon\omega \ll \gamma$:

$$s_\varepsilon \approx \frac{\gamma}{j\omega\varepsilon\varepsilon_0}, \quad (9)$$

$$s_\mu \approx \frac{\gamma_\mu}{j\omega\mu\mu_0}. \quad (10)$$

Тогда из (9, 10) получим:

$$\frac{\gamma_\mu}{\mu\mu_0} = \frac{\gamma}{\varepsilon\varepsilon_0}.$$

Отсюда соотношение между γ и γ_μ :

$$\gamma_\mu = \gamma \frac{\mu\mu_0}{\varepsilon\varepsilon_0} \approx 0.142 \cdot 10^6 \gamma \frac{\mu}{\varepsilon} [\Omega/\text{m}]. \quad (11)$$

Выражения для ЭМП в *UPML* – слоях получим, записав (6) через комплексы (обозначены подчеркиванием соответствующей величины) и учитывая (7, 8):

$$\begin{aligned} \oint_{l_y} \frac{\text{rot} \underline{A}}{\mu_0 \mu} dl &= \int_{S_y} (-j\omega \underline{A}_y - (j\omega)^2 \varepsilon_0 \varepsilon \underline{A}_y - \\ &- \frac{\gamma \gamma_\mu}{\mu_0 \mu} \underline{A}_y - j\omega \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{\mu_0 \mu} \gamma_\mu \underline{A}_y) dS = \\ &= \int_{S_y} [-(j\omega)^2 \varepsilon_0 \varepsilon \underline{A}_y (1 + \frac{\gamma}{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon}) - \\ &- j\omega \frac{\varepsilon_0 \varepsilon}{\mu_0 \mu} \gamma_\mu \underline{A}_y (1 + \frac{\gamma}{j\omega \varepsilon_0 \varepsilon})] dS = \\ &= - \int_{S_y} (j\omega)^2 \varepsilon_0 \varepsilon \underline{A}_y s_\varepsilon s_\mu dS. \end{aligned}$$

Разделив обе части полученного выражения на \hat{s}_μ , запишем:

$$\oint_{l_y} \frac{\text{rot} \underline{A}}{\mu_0 \mu s_\mu} dl = - \int_{S_y} (j\omega)^2 \varepsilon_0 \varepsilon \underline{A}_y s_\varepsilon dS.$$

С учетом (9), (10) преобразуем последнее выражение к виду:

$$\oint_{l_y} \frac{j\omega \cdot \text{rot} \underline{A}}{\gamma_\mu} dl = - \int_{S_y} j\omega \gamma \underline{A}_y dS$$

Затем перейдем в последнем выражении от комплексной формы записи к функциям времени:

$$\oint_{l_y} \frac{\text{rot} [\partial \underline{A} / \partial t]}{\tilde{\gamma}_\mu} dl = - \int_{S_y} \tilde{\gamma} \cdot \frac{\partial \underline{A}_y}{\partial t} ds. \quad (12)$$

Численное решение получено в результате записи уравнений вида (6) и (12) для узлов расчетной сетки и замены дифференциальных операторов в них разностными аналогами. Для решения полученной

системы уравнений использовался метод прогонки (подробнее см. [6, 7]).

Для оценки эффективности предложенного метода введения *UPML* проведены численные эксперименты по расчету электромагнитных процессов при падении плоской электромагнитной волны на идеально проводящий лист. При этом полагалось, что ЭМП с $|\underline{E}|=1$ В/м с момента времени $t=0$ падает в направлении оси Oz , на проводящий лист, толщина которого $d=3\cdot\Delta$ (где Δ – шаг по пространству). Полагается, что данный лист расположен в плоскости $z=\text{const}$ и имеет размеры по координатам x и y на много порядков больше длины волны падающего ЭМП. При расчете на границах расчетной области в направлениях осей Ox , Oy и Oz использовались нулевые условия для векторного потенциала отраженных волн. Частота падающего ЭМП полагалась равной 10 ГГц. При расчетах шаг по времени полагался равным $\Delta t = T/200$, $\Delta = c\cdot T/200$ ($c = 3\cdot 10^8$ м/с). Параметры *UPML* были следующими: число слоев – $N=10$, γ изменялось по показательному закону с показателем 3 [8] от 35 См/м на внутренней границе *UPML* γ_μ изменялась в зависимости от γ в соответствии с (11). Габариты расчетной области в направлении оси Oz – $Z_{\text{max}} = 0.5\cdot\lambda$ (где λ – длина волны), число шагов в зоне отражения $\Pi - 10$.

На рис. 2 представлены рассчитанные временные развертки напряженности отраженного электрического поля $|\underline{E}_{\text{scat}}|$ при падении плоской электромагнитной волны на проводящий лист. Как видно из рисунка, вследствие того, что на границах расчетной области размещены *UPML* слои с описанными выше параметрами, относительная погрешность расчета напряженности $|\underline{E}_{\text{scat}}|$ не превышает 3 %, несмотря на существенное усечение длины расчетной области.

Таким образом, описана методика расчета распространения электромагнитной волны в средах с магнитными потерями в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала. При этом обеспечивается введение *UPML* на границах расчетной области, что было возможно ранее только при формулировке задачи через напряженности ЭМП.

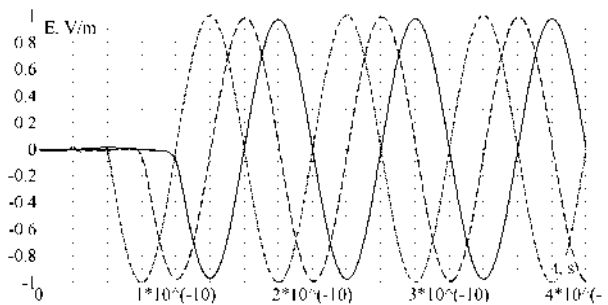


Рис. 2. Рассчитанные зависимости $|\underline{E}_{\text{scat}}|(t)$ для узлов, расположенных на различных расстояниях (z) от проводящего листа: $z = \lambda$ (—), $z = 0.5\cdot\lambda$ (---), $z = 0$ (- · - · -)

Математическое моделирование процессов падения ЭМП на слоистые покрытия с диэлектрическими и магнитными потерями. В качестве защитных покрытий от высокочастотного излучения в ряде случаев используются различные диэлектрики с низкими значениями коэффициента отражения и высокими значениями коэффициента поглощения радиоволн. Области применения радиопоглощающих покрытий различны. Так, они используются для создания экранов радиоприемных устройств, защиты биологических объектов от электромагнитного излу-

чения, оснащения специальных исследовательских камер и др. Данному вопросу посвящено большое число работ (см., например [10, 11]), однако проблема выбора параметров покрытий остается актуальной, поскольку вопрос существенного снижения амплитуды отраженной от проводящих объектов волн полностью не решен.

На рис. 3 представлены рассчитанные временные развертки напряженности электрического поля при падении плоской электромагнитной волны на проводящий лист, перед которым помещено радиопоглощающее покрытие со следующими параметрами: 1-й слой (ближайший к проводящему листу) – $\varepsilon = \mu = 300$, $\gamma = 315$ S/m, следующий слой – $\varepsilon = \mu = 100$, $\gamma = 275$ S/m, последний слой – $\varepsilon = \mu = 60$, $\gamma = 17.5$ S/m (γ_n изменялась в зависимости от γ в соответствии с (11)). Как видно из рисунка, вследствие затухания электромагнитной волны в слоях покрытия отражение от проводящего листа в установившемся режиме не превосходит 10 % от первоначального уровня отражения.

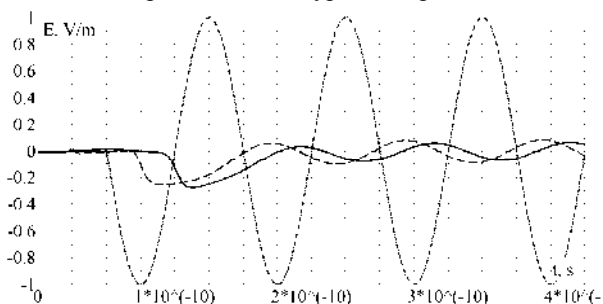


Рис. 3. Рассчитанные зависимости $|E_{scat}(t)|$ при наличии перед проводящим листом радиопоглощающего покрытия для узлов, расположенных на различных расстояниях (z) от проводящего листа:

$$z = \lambda \text{ (—)}, -z = 0.5 \cdot \lambda \text{ (---)}, -z = 0 \text{ (- \cdot - \cdot -)}$$

Выводы.

1. Предложен и апробирован путем сравнения с аналитическим решением метод расчета распространения электромагнитной волны в средах с потерями, расположенных в открытых областях, при формулировке задачи в терминах модифицированного векторного магнитного потенциала и использовании UPML, реализация которого позволяет уменьшить затраты памяти и времени счетов по сравнению с формулировкой задачи через напряженности ЭМП.

2. Предложенный метод расчета является теоретической основой для разработки методики выбора параметров радиопоглощающих покрытий с электрическими и магнитными потерями, нанесение которых на проводящие объекты обеспечивает существенное снижение амплитуды отраженных радиоволн.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ / REFERENCES

1. Stratton J.A. *Electromagnetic theory*. NJ, IEEE Press, 2007. 614 p.
2. Yee K.S., Chen Jui Shuan, Chang A.H. Conformal finite-different time-domain (FDTD) with overlapping grids. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1992, vol.40, no.9, pp. 1068-1075. doi: 10.1109/8.166532.
3. Werner D.H., Mittra R. *Frontiers in electromagnetics*. New York, IEEE Press, 1999. 876 p.
4. Biro O., Preis K. On the use of the magnetic vector potential in the finite-element analysis of three-dimensional eddy currents. *IEEE Transactions on Magnetics*, 1989, vol.25, no.4, pp. 3145-3159. doi: 10.1109/20.34388.
5. Clemens M., Weiland T. Discrete electromagnetism with the finite integration technique. *Progress in Electromagnetics Research*, 2001, vol.32, pp. 65-87. doi: 10.2528/PIER00080103.

6. Rezinkina M.M., Rezinkin O.L. Modeling of the electromagnetic wavefront sharpening in a nonlinear dielectric. *Technical Physics*, 2011, vol.56, iss.3, pp. 406-412. doi: 10.1134/S1063784211030169.

7. Rezinkina M.M. Modeling of the dendrite shape variation with applied electric field strength in poly(ethylene). *Technical Physics Letters*, 2000, vol.26, iss.3, pp. 196-198. doi: 10.1134/1.1262789.

8. Berenger J.-P. A perfectly matched layer for the absorption of electromagnetic waves. *Journal of Computational Physics*, 1994, vol.114, no.2, pp. 185-200. doi: 10.1006/jcph.1994.1159.

9. Taflov A., Hagness S.C. *Computational Electrodynamics: the Finite-Difference Time-Domain Method*. Boston – London, Artech House, 2000. 852 p.

10. Zhou Z., Chen K., Zhu B., Zhao J., Feng Y., Li Y. Ultra-Wideband Microwave Absorption by Design and Optimization of Metasurface Salisbury Screen. *IEEE Access*, 2018, vol.6, pp. 26843-26853. doi: 10.1109/access.2018.2835815.

11. Bottauscio O., Chiampi M., Manzin A. Numerical analysis of magnetic shielding efficiency of multilayered screens. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2004, vol.40, iss.2, pp. 726-729. doi: 10.1109/tmag.2004.825171.

Поступила (received) 12.04.2019

Резинкина Марина Михайловна, д.т.н., проф.,
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
e-mail: maryna.rezynkina@gmail.com

M.M. Rezinkina

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

Calculation of electromagnetic fields in inhomogeneous media for selection of protective coatings.

The aim of the work is to develop a method for high-frequency EMFs calculation in terms of the modified vector potential and to use it for choice of the parameters of the layered absorbing coatings that provide effective absorption of radio wave radiation. Methodology. A method for calculation of electromagnetic fields in inhomogeneous media is described. It is performed in terms of the modified magnetic potential at presented a plane electromagnetic wave as an incident and reflected one. To reduce the computational domain size, additional uniaxially perfectly matched layers ensuring fast and non-reflective attenuation of electromagnetic field (EMF) strengths are used at its boundaries. It is supposed that electrical parameters of such layers have not only resistive, but also magnetic losses. **Results.** Modification of the known methods for dividing the wave into the incident and reflected, as well as introducing uniaxially perfectly matched layers at the domain boundaries and formulation of the problem in terms of the modified vector potential, provide a possibility to solve the problem of the electromagnetic wave incidence onto heterogeneous media at reduced memory and counting time compared to the formulation tasks through the EMF strengths. **Practical value.** The described method was used to select parameters of radio-absorbing coatings, application of which on conductive bodies reduces the reflections from them of the incident electromagnetic waves. This provides a possibility to choose the electrical parameters of layered coatings with active losses, as well as magnetic losses, which provide a decrease of the reflected waves amplitude by an order of magnitude or more. **Originality.** For the first time, the problem of calculating the incidence of an electromagnetic wave on an inhomogeneous medium with active electrical and magnetic losses was formulated in terms of the modified vector potential. The parameters of a multilayer lossy coating, which ensures decrease of the reflected EMF wave strengths by an order of magnitude or more are determined. References 11, figures 3.

Key words: electromagnetic field, inhomogeneous media, modified vector magnetic potential, finite integration method, uniaxially perfectly matched layers.

М.И. Баранов

ВЫБОР КРИТИЧЕСКИХ СЕЧЕНИЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПРОВОДОВ И КАБЕЛЕЙ В СИЛОВЫХ ЦЕПЯХ ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИКИ

Надані результати розробленого електротехнічного підходу до розрахункового вибору по умові електричного вибуху (ЕВ) струмопровідних частин кабельно-провідникової продукції критичних перерізів S_{Ci} неізолюваних дротів, а також ізолюваних дротів і кабелів з полівінілхлоридною (ПВХ), гумовою (Г) і поліетиленовою (ПЕТ) ізоляцією з мідними (алюмінієвими) жилами (оболонками), по яких в силових колах електрообладнання загальнопромислового призначення в аварійному режимі протікає струм $i_k(t)$ короткого замикання (КЗ) із заданими амплітудно-часовими параметрами (АЧП). На підставі даного підходу здійснений реальний вибір критичних перерізів S_{Ci} для вказаних дротів (кабелів) силових кіл електрообладнання, що розглядається. Виконана розрахункова чисельна оцінка критичних амплітуд щільностей δ_{Ci} струму $i_k(t)$ КЗ із заданими АЧП в дротах і кабелях силових кіл вказаного електрообладнання. Отримані дані сприятимуть забезпеченню термічної стійкості електричних неізолюваних дротів, а також дротів і кабелів з ПВХ, Г і ПЕТ ізоляцією, які широко застосовуються в силових колах електрообладнання загальнопромислового призначення. Бібл. 8, табл. 5.

Ключові слова: промислова електроенергетика, електрообладнання, електричні дроти і кабелі кіл електрообладнання, розрахунковий вибір критичних перерізів дротів і кабелів в колах електрообладнання.

Приведены результаты разработанного электротехнического подхода к расчетному выбору по условию электрического взрыва (ЭВ) токонесущих частей кабельно-проводниковой продукции критических сечений S_{Ci} неизолированных проводов, а также изолированных проводов и кабелей с поливинилхлоридной (ПВХ), резиновой (Р) и полиэтиленовой (ПЭТ) изоляцией с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками), по которым в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения в аварийном режиме протекает ток $i_k(t)$ короткого замыкания (КЗ) с заданными амплитудно-временными параметрами (АВП). На основании данного подхода осуществлен реальный выбор критических сечений S_{Ci} для указанных проводов (кабелей) силовых цепей рассматриваемого электрооборудования. Выполнена расчетная численная оценка критических амплитуд плотностей δ_{Ci} тока $i_k(t)$ КЗ с заданными АВП в проводах и кабелях силовых цепей указанного электрооборудования. Полученные данные будут способствовать обеспечению термической стойкости электрических неизолированных проводов, а также проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией, широко применяемых в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения. Библ. 8, табл. 5.

Ключевые слова: промышленная электроэнергетика, электрооборудование, электрические провода и кабели цепей электрооборудования, расчетный выбор критических сечений проводов и кабелей в цепях электрооборудования.

Введение. В [1] были приведены результаты расчетно-экспериментального определения критических сечений S_{Ci} и критических амплитуд плотностей δ_{Ci} тока для не- и изолированных электрических проводов (кабелей), содержащих металлические жилы ($i=1$) и оболочки ($i=2$) и используемых в разрядных цепях высоковольтной сильноточной импульсной техники. В основу такого выбора величин сечений S_{Ci} токопроводящих жил (оболочек) и амплитуд плотностей δ_{Ci} тока для кабельно-проводниковой продукции (КПП) с импульсным аксиальным током, изменяющимся в нано-, микро- и миллисекундном временных диапазонах, было положено известное в электрофизике условие электрического взрыва (ЭВ) [2, 3] металлических жил (оболочек) указанных проводов и кабелей, приводящего к сублимации их токонесущих частей и выходу КПП из строя. В области промышленной электроэнергетики в аварийных режимах работы силовых цепей ее электрооборудования, сопровождающихся протеканием по токонесущим частям КПП тока $i_k(t)$ короткого замыкания (КЗ) частотой $f=50$ Гц и амплитудой до (40-125) кА [4], при необоснованном использовании в силовых цепях электрооборудования КПП также возможны случаи наступления явления ЭВ медных (алюминиевых) жил и оболочек (обратных токопроводов) их проводов и кабелей. Таким аварийным режимам в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения с подобными тяже-

лыми последствиями для их КПП электротехниками и энергетиками было уделено недостаточное внимание. В этой связи расчетное определение критических поперечных сечений S_{Ci} электрических проводов (кабелей), используемых в силовых цепях электрооборудования общепромышленного применения, является в области энергетики актуальной прикладной задачей.

Целью статьи является выполнение приближенного расчетного определения критических сечений S_{Ci} и критических амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного тока частотой $f=50$ Гц в проводах и кабелях силовых цепей электрооборудования промышленной электроэнергетики, характеризующихся протеканием по ним в аварийных режимах тока $i_k(t)$ КЗ с заданными амплитудно-временными параметрами (АВП).

1. Постановка задачи. Рассмотрим широко используемые в силовых электрических цепях электрооборудования общепромышленного назначения неизолированные медные и алюминиевые провода, а также изолированные провода и кабели с медными (алюминиевыми) внутренними жилами и наружными оболочками-токопроводами с исходной удельной электропроводностью γ_{0i} их немагнитного материала, имеющие поливинилхлоридную (ПВХ), резиновую (Р) и полиэтиленовую (ПЭТ) поясную изоляцию [4, 5]. Принимаем, что по круглым сплошным или расщепленным медным (алюминиевым) жилам (оболочкам) указан-

© М.И. Баранов

ных проводов и кабелей силовых электрических цепей рассматриваемого электрооборудования в аварийном режиме в их продольном направлении протекает ток $i_k(t)$ трехфазного КЗ с заданными АВП. Укажем, что именно данный вид тока КЗ является расчетным аварийным током для исследуемого электрооборудования [4]. Полагаем, что рассматриваемые провода и кабели размещены в окружающей воздушной среде, температура которой соответствует комнатной и равной $\theta_0=20$ °С [2, 4]. Данной температуре соответствует и приведенная выше величина удельной электропроводности γ_{0i} материала жилы (оболочки) КПП. Считаем, что рассматриваемые провода (кабели) до воздействия на их токонесущие части тока $i_k(t)$ КЗ с заданными АВП могут быть как обесточены, так и находиться под номинальной токовой нагрузкой. В этой связи первоначальная температура θ_{0i} материала токонесущих частей КПП в зависимости от токового режима работы силовых цепей электрооборудования может соответствовать величине $\theta_0=20$ °С или величине длительно допустимой температуре θ_{li} нагрева их материала. Известно, что для не- и изолированных проводов и кабелей с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией величина температуры θ_{li} численно не превышает регламентируемых действующими требованиями уровней в 70 и 65 °С соответственно [4, 6]. Используем допущение о том, что аксиальный ток $i_k(t)$ КЗ практически равномерно распределен по поперечному сечению S_i жилы (оболочки) провода (кабеля) рассматриваемого электрооборудования. Обоснованием такому допущению является то, что минимальная глубина проникновения Δ_i магнитного поля (толщина скин-слоя) от тока $i_k(t)$ КЗ в квазистационарном приближении в рассматриваемые проводниковые немагнитные материалы, определяемая из расчетного соотношения вида $\Delta_i \approx [1/(\pi f \mu_0 \gamma_{0i})]^{1/2}$ [2], где γ_{0i} – удельная электропроводность материала жилы (оболочки) КПП при $\theta_0=20$ °С, а $\mu_0=4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная, численно составляет для меди примерно 9,3 мм, а для алюминия – 11,8 мм. Видно, что приведенные численные значения величины Δ_i оказываются соизмеримыми с реальными радиусами (толщинами) токонесущих жил (оболочек) проводов и кабелей, используемых в цепях электрооборудования общепромышленного назначения. Используем условие адиабатического характера протекающих при временах действия тока $i_k(t)$ КЗ в силовых цепях указанного электрооборудования не более 1000 мс в материалах жил (оболочек) исследуемой КПП электротермических процессов, при котором влиянием теплоотдачи с поверхностей токонесущих частей, имеющих текущую температуру $\theta_{Ci} \geq \theta_{0i}$, и теплопроводности слоев ее электропроводящих материалов жилы (оболочки) и изоляции на джоулев нагрев токонесущих частей КПП пренебрегаем. Требуется расчетным путем в приближенном виде определить критические сечения S_{Ci} токонесущих частей для неизолированных медных (алюминиевых) проводов, а также для изолированных проводов и кабелей с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками), ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией, используемых в силовых цепях электрооборудования обще-

промышленного применения и испытывающих в аварийном режиме работы прямое воздействие аксиального тока $i_k(t)$ КЗ с заданными АВП. Кроме того, на основании расчета величин критических сечений S_{Ci} необходимо определить величины критических амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного тока частотой $f=50$ Гц в токонесущих частях проводов и кабелей силовых цепей электрооборудования промышленной электроэнергетики, по которым может протекать ток $i_k(t)$ КЗ.

2. Электротехнический подход к расчетному выбору критических сечений S_{Ci} и плотностей δ_{Ci} тока в проводах и кабелях цепей электрооборудования общепромышленного назначения. Для нахождения критических поперечных сечений S_{Ci} токопроводящих жил (оболочек) рассматриваемых не- и изолированных с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией электрических проводов и кабелей в силовых цепях электрооборудования с аксиальным током $i_k(t)$ КЗ заданных АВП из уравнения их теплового баланса в адиабатическом режиме джоулева нагрева токонесущих частей КПП следует следующее расчетное соотношение [3]:

$$S_{Ci} = (J_{CiA})^{1/2} / D_{Ci}, \quad (1)$$

где $J_{CiA} = \int_0^{t_k} i_k^2(t) dt$ – интеграл Джоуля (действия) для

тока $i_k(t)$ КЗ с длительностью t_k его протекания по жилам (оболочкам) КПП, $A^2 \cdot c$; $D_{Ci} = (J_{Ci} - J_{li})^{1/2}$, $A \cdot c^{1/2} / m^2$; J_{Ci} – критическое значение интеграла тока для материала жил (оболочек) проводов и кабелей цепей электрооборудования [2], $A^2 \cdot c / m^4$; J_{li} – значение интеграла тока для материала жил (оболочек) проводов и кабелей цепей электрооборудования, длительно допустимая температура нагрева которого номинальным током соответствует известной величине θ_{li} [4], $A^2 \cdot c / m^4$.

В (1) величину интеграла тока J_{li} рассчитываем по следующему аналитическому выражению [3]:

$$J_{li} = \gamma_{0i} \beta_{0i}^{-1} \ln [c_{0i} \beta_{0i} (\theta_{li} - \theta_0) + 1], \quad (2)$$

где c_{0i} , β_{0i} – соответственно удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала жилы (оболочки) провода (кабеля) и тепловой коэффициент удельной электропроводности данного материала КПП до протекания по нему тока $i_k(t)$ КЗ при $\theta_0=20$ °С.

Из (2) видно, что при $\theta_{li}=\theta_0$ (режим обесточивания КПП) искомый интеграл тока обнуляется ($J_{li}=0$).

В табл. 1 при $\theta_0=20$ °С приведены численные значения для таких основных характеристик медных и алюминиевых жил (оболочек) проводов (кабелей) исследуемых силовых цепей как γ_{0i} , c_{0i} , β_{0i} и J_{Ci} [2].

Таблица 1

Теплофизические характеристики медных (алюминиевых) жил (оболочек) рассматриваемых проводов и кабелей силовых цепей электрооборудования до воздействия на них тока $i_k(t)$ КЗ (при $\theta_0=20$ °С) [2]

Материал жилы (оболочки) провода (кабеля)	Численное значение характеристики			
	$\gamma_{0i}, 10^7$ (Ом·м) ⁻¹	$c_{0i}, 10^6$ Дж/ (м ³ ·°С)	$\beta_{0i}, 10^{-9}$ м ³ /Дж	$J_{Ci}, 10^{17}$ А ² ·с·м ⁻⁴
Медь	5,81	3,92	1,31	1,95
Алюминий	3,61	2,70	2,14	1,09

В табл. 2 с учетом использования данных (1), (2) и табл. 1 приведены численные значения коэффициента D_{Ci} , необходимого для расчетного определения согласно (1) величины критического сечения S_{Ci} токопроводящей жилы (оболочки) рассматриваемого провода (кабеля) в силовой цепи электрооборудования, применяемого в промышленной электроэнергетике.

Таблица 2

Численные значения коэффициента D_{Ci} для не- и изолированных проводов (кабелей) с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) в цепях электрооборудования общепромышленного назначения

Вид изоляции в проводе (кабеле) цепи электроустановки	Материал жилы (оболочки) провода (кабеля)	Численное значение D_{Ci} , $10^8 \text{ A} \cdot \text{c}^{1/2} / \text{M}^2$	
		$J_{li} \neq 0$	$J_{li} = 0$
Без изоляции	Медь	4,299	4,415
	Алюминий	3,236	3,301
ПВХ, Р	Медь	4,299	4,415
	Алюминий	3,236	3,301
ПЭТ	Медь	4,299	4,415
	Алюминий	3,236	3,301

Из данных табл. 2 видно, что токовый режим работы рассматриваемой КПП (провода и кабели цепей электрооборудования полностью загружены номинальным током ($J_{li} \neq 0$) или при $J_{li} = 0$ полностью обесточены) незначительно влияет на численные значения расчетного коэффициента D_{Ci} (до 3 %). Его количественные значения определяются главным образом видом токопроводящего материала жилы (оболочки) исследуемой КПП. Для меди и алюминия отличие в численных значениях D_{Ci} составляет примерно 25 %.

Из (1) следует, что при найденных численных значениях коэффициента D_{Ci} (см. табл. 2) определение критических сечений S_{Ci} медных (алюминиевых) жил (оболочек) исследуемой КПП сводится к количественному нахождению интеграла действия J_{CiA} тока $i_k(t)$ КЗ, протекающего в течение времени t_k по токонесущим частям выбранных проводов и кабелей.

2.1. Приближенный расчет при КЗ интеграла действия J_{CiA} аварийного тока. Как и в [7, 8] принимаем, что ток $i_k(t)$ КЗ в цепях с рассматриваемой КПП описывается следующей временной зависимостью:

$$i_k(t) = I_{mk} [\exp(-t/T_a) - \cos(2\pi t/T_p)], \quad (3)$$

где I_{mk} – амплитуда установившегося в силовой цепи электрооборудования тока $i_k(t)$ КЗ; T_a , T_p – соответственно постоянная времени спада аperiodической составляющей и период колебаний периодической составляющей аварийного тока $i_k(t)$ КЗ в цепи с КПП.

Тогда, исходя из (1) и (3), расчетное выражение для интеграла действия тока $i_k(t)$ КЗ в силовых цепях с КПП принимает следующий аналитический вид [7]:

$$J_{CiA} = I_{mk}^2 \left\{ 0,5t_k + 0,25\pi^{-1}T_p \sin(2\pi t_k/T_p) \times \right. \\ \times \cos(2\pi t_k/T_p) - 2T_a^2 T_p^2 (T_p^2 + 4\pi^2 T_a^2)^{-1} [\exp(-t_k/T_a) \times \\ \times [2\pi T_p^{-1} \sin(2\pi t_k/T_p) - T_a^{-1} \cos(2\pi t_k/T_p) + T_a^{-1}] + \\ \left. + 0,5T_a [1 - \exp(-2t_k/T_a)] \right\}. \quad (4)$$

В табл. 3 для случая $T_a = 50$ мс ($T_p = 20$ мс) приведены рассчитанные по (4) численные значения инте-

грала действия J_{CiA} для тока $i_k(t)$ КЗ при характерных согласно требований [4, 8] амплитудах I_{mk} установившегося тока КЗ и длительностях протекания (временах отключения) t_k его в силовых цепях электрооборудования общепромышленного применения. Зная численные значения коэффициента D_{Ci} (см. табл. 2) и интеграла действия J_{CiA} тока $i_k(t)$ КЗ (см. табл. 3), по (1) могут быть сравнительно легко определены численные значения критических сечений S_{Ci} токонесущих частей рассматриваемой КПП в силовых цепях электроустановок общепромышленного назначения. С учетом принятых допущений из соотношения вида $\delta_{Ci} \approx I_{mk}/S_{Ci}$ могут быть количественным образом оценены и критические амплитуды плотностей δ_{Ci} переменного тока в материалах жил (оболочек) исследуемых проводов (кабелей) для аварийного режима КЗ.

Таблица 3

Численные значения интеграла действия J_{CiA} для тока $i_k(t)$ КЗ, протекающего в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения ($T_p = 20$ мс; $T_a = 50$ мс), рассчитанные по соотношению (4)

Значение амплитуды I_{mk} установившегося тока $i_k(t)$ КЗ в силовой цепи промышленной электроустановки, кА	Значение интеграла действия J_{CiA} для тока $i_k(t)$ КЗ по (4), $10^7 \cdot \text{A}^2 \cdot \text{c}$	
	$t_k = 100$ мс	$t_k = 160$ мс
30	6,75	9,45
50	18,75	26,25
70	36,75	51,45
100	75,00	105,00
125	117,18	164,06

2.2. Результаты расчетного выбора критических сечений S_{Ci} и плотностей δ_{Ci} тока в проводах и кабелях цепей электрооборудования общепромышленного назначения. В табл. 4 приведены результаты приближенного расчета по (1) с учетом данных табл. 2 и 3 критических поперечных сечений S_{Ci} медных (алюминиевых) жил (оболочек) неизолированных (оголенных) проводов и изолированных проводов (кабелей) силовых цепей электрооборудования общепромышленного назначения ($T_p = 20$ мс) для случая, когда $J_{li} \neq 0$, $t_k = 100$ мс и $T_a = 50$ мс, а амплитуда I_{mk} установившегося тока $i_k(t)$ КЗ изменяется дискретно в диапазоне (30-100) кА. Из данных табл. 4 следует, что критические амплитуды плотностей $\delta_{Ci} \approx I_{mk}/S_{Ci}$ тока $i_k(t)$ КЗ при времени его протекания (отключения) в силовых цепях электроустановок, равно $t_k = 100$ мс, для неизолированных проводов и изолированных проводов (кабелей) с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) в цепях электрооборудования общепромышленного назначения ($T_p = 20$ мс; $T_a = 50$ мс) численно составляют примерно 1,57 кА/мм² и 1,18 кА/мм² соответственно. Важно отметить то, что эти значения критических амплитуд плотностей δ_{Ci} тока $i_k(t)$ КЗ в материалах токонесущих частей рассматриваемых проводов (кабелей) силовых цепей электрооборудования не зависят от уровня в них амплитуды I_{mk} установившегося аварийного тока КЗ промышленной частоты 50 Гц.

В табл. 5 представлены результаты расчетного определения по (1) с учетом данных табл. 2 и 3 кри-

тических поперечных сечений S_{Ci} медных (алюминиевых) жил (оболочек) неизолированных проводов и изолированных проводов (кабелей) силовых цепей электрооборудования общепромышленного применения ($T_p=20$ мс) для случая, когда $J_{ii} \neq 0$, $t_k=160$ мс и $T_a=50$ мс, а амплитуда I_{mk} установившегося тока $i_k(t)$ КЗ изменяется дискретно в диапазоне (30-100) кА.

Таблица 4

Численные значения критических поперечных сечений S_{Ci} для неизолированных проводов и изолированных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (оболочками) в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения при амплитуде I_{mk} тока $i_k(t)$ КЗ, изменяющейся в диапазоне от 30 до 100 кА (для $t_k=100$ мс и $T_a=50$ мс)

Вид изоляции в проводе (кабеле) цепи электроустановки	Материал жилы (оболочка) провода (кабеля)	Значение сечения S_{Ci} , мм ²			
		Амплитуда I_{mk} установившегося тока КЗ, кА			
		30	50	70	100
Без изоляции	Медь	19,11	31,85	44,59	63,70
	Алюминий	25,38	42,31	59,24	84,63
ПВХ, Р	Медь	19,11	31,85	44,59	63,70
	Алюминий	25,38	42,31	59,24	84,63
ПЭТ	Медь	19,11	31,85	44,59	63,70
	Алюминий	25,38	42,31	59,24	84,63

Таблица 5

Численные значения критических поперечных сечений S_{Ci} для неизолированных проводов и изолированных проводов (кабелей) с медными и алюминиевыми жилами (оболочками) в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения при амплитуде I_{mk} тока $i_k(t)$ КЗ, изменяющейся в диапазоне от 30 до 100 кА (для $t_k=160$ мс и $T_a=50$ мс)

Вид изоляции в проводе (кабеле) цепи электроустановки	Материал жилы (оболочка) провода (кабеля)	Значение сечения S_{Ci} , мм ²			
		Амплитуда I_{mk} установившегося тока КЗ, кА			
		30	50	70	100
Без изоляции	Медь	22,61	37,68	52,76	75,37
	Алюминий	30,04	50,06	70,09	100,13
ПВХ, Р	Медь	22,61	37,68	52,76	75,37
	Алюминий	30,04	50,06	70,09	100,13
ПЭТ	Медь	22,61	37,68	52,76	75,37
	Алюминий	30,04	50,06	70,09	100,13

Из данных табл. 5 следует, что критические амплитуды плотностей $\delta_{Ci} \approx I_{mk}/S_{Ci}$ тока $i_k(t)$ КЗ при времени $t_k=160$ мс его протекания (отключения) в силовых цепях рассматриваемого электрооборудования для неизолированных проводов и изолированных проводов (кабелей) с ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками) в цепях электрооборудования общепромышленного назначения ($T_p=20$ мс; $T_a=50$ мс) численно составляют примерно $1,33$ кА/мм² и $0,99$ кА/мм² соответственно. Причем, указанные для расчетного случая ($t_k=160$ мс; $T_a=50$ мс) численные значения критических амплитуд плотностей δ_{Ci} тока $i_k(t)$ КЗ в медных (алюминиевых) жилах (оболочках) рассматриваемой КПП силовых цепей электрооборудования промышленной электроэнергетики, как и для предыдущего случая ($t_k=100$ мс;

$T_a=50$ мс), не зависят от количественных значений амплитуды I_{mk} установившегося тока КЗ. Кроме того, из данных табл. 4 и 5 вытекает, что количественные значения величин критических сечений S_{Ci} и критических амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного тока $i_k(t)$ КЗ для токонесущих частей исследуемой КПП, широко используемой в силовых цепях электрооборудования общепромышленного назначения, не зависят от того или иного вида изоляции (воздушной или твердой), применяемой в рассматриваемых электрических проводах и кабелях электроэнергетических устройств.

Выводы.

1. Предложенный электротехнический подход позволяет по условию ЭВ в атмосферном воздухе токонесущих частей КПП осуществлять приближенный расчет критических поперечных сечений S_{Ci} и амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного аксиального тока для неизолированных проводов с медными (алюминиевыми) жилами, а также для изолированных проводов и кабелей с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками), ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией, по которым в аварийных режимах работы силового электрооборудования общепромышленного назначения протекает переменный ток $i_k(t)$ КЗ с заданными АВП.

2. Используемые приближенные расчетные соотношения (1)-(4) позволили для двух реальных случаев ($t_k=100$ мс; $t_k=160$ мс) при $T_a=50$ мс установить для дискретного изменения амплитуды I_{mk} установившегося тока $i_k(t)$ КЗ в диапазоне (30-100) кА конкретные возможности предложенного электротехнического подхода по выбору критических сечений S_{Ci} и амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного тока в указанных проводах и кабелях силовых цепей электрооборудования общепромышленного назначения, по токонесущим частям которых в аварийных режимах работы рассматриваемого силового электрооборудования протекают большие аксиальные токи $i_k(t)$ КЗ.

3. Расчетным путем установлено, что критические амплитуды плотностей $\delta_{Ci} \approx I_{mk}/S_{Ci}$ аксиального тока $i_k(t)$ КЗ в медных (алюминиевых) жилах неизолированных проводов и изолированных проводах (кабелях) с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками), ПВХ, Р и ПЭТ изоляцией при $T_a=50$ мс для случая времени отключения $t_k=100$ мс тока $i_k(t)$ КЗ в силовых цепях электрооборудования численно составляют соответственно примерно $1,57$ ($1,18$) кА/мм², а для случая $t_k=160$ мс – $1,33$ ($0,99$) кА/мм².

4. Полученные результаты для критических поперечных сечений S_{Ci} и амплитуд плотностей δ_{Ci} переменного аксиального тока частотой $f=50$ Гц ($T_p=20$ мс) могут быть использованы в электроэнергетической практике при выборе термически стойкой к действию больших аксиальных токов $i_k(t)$ КЗ КПП с медными (алюминиевыми) жилами (оболочками), предназначенной для работы в силовых цепях электрооборудования промышленной электроэнергетики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Расчетно-экспериментальное определение критических сечений электрических проводов и кабелей в цепях устройств высоковольтной сильноточной импульсной

- техники // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2019. – №2. – С. 39-46. doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.06.
2. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
 3. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики. Монография в 3-х томах. Том 3: Теория и практика электрофизических задач. – Х.: Точка, 2014. – 400 с.
 4. *Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии. Том 3, Кн. 1 / Под общей ред. И.Н. Орлова и др.* – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 880 с.
 5. Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковлева А.И. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.
 6. Баранов М.И. Выбор сечений электрических проводов и кабелей в цепях устройств высоковольтной силовоточной импульсной техники // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2018. – №6. – С. 56-62. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.08.
 7. Баранов М.И. Уточненный выбор допустимых сечений электрических проводов и кабелей в силовых цепях промышленного электрооборудования с учетом аварийных режимов работы // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2019. – №3. – С. 37-43. doi: 10.20998/2074-272X.2019.3.06.
 8. Князевский Б.А., Липкин Б.Ю. Электроснабжение промышленных предприятий. – М.: Высшая школа, 1972. – 432 с.

REFERENCES

1. Baranov M.I. Calculation and experimental determination of critical sections of electric wires and cables in the circuits of devices of high-voltage high-current pulse technique. *Electrical engineering & electromechanics*, 2019, no.2, pp. 39-46. doi: 10.20998/2074-272X.2019.2.06.
2. Knopfel' G. *Sverkhstil'nye impul'snye magnitnye polia* [Ultra strong pulsed magnetic fields]. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
3. Baranov M.I. *Izbrannyye voprosy elektrofiziki. Monografiya v 3kh tomakh. Tom 3: Teoriya i praktika elektrofizicheskikh zadach* [Selected topics of Electrophysics. Monograph in 3 Vols. Vol. 3. Theory and practice of electrophysics tasks]. Kharkiv, Tochka Publ., 2014. 400 p. (Rus).
4. Orlov I.N. *Elektrotehnicheskij spravochnik. Proizvodstvo i raspredelenie elektricheskoy energii. Tom 3, Kn. 1* [Electrical engineering handbook. Production and distribution of electric energy. Vol. 3, Book 1. Ed. I.N. Orlov]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 880 p. (Rus).
5. 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).
6. Baranov M.I. A choice of sections of electric wires and cables in circuits of devices of high-voltage high-current impulse technique. *Electrical engineering & electromechanics*, 2018, no.6, pp. 56-62. doi: 10.20998/2074-272X.2018.6.08.
7. 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.
8. Knyazevskiy B.A., Lipkin B.Yu. *Elekrosnabzhenie promyshlennykh predpriyatij* [Power supply of industrial enterprises]. Moscow, High School Publ., 1972. 432 p. (Rus).

Поступила (received) 04.02.2019

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,
НИПКИ «Молния»
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 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.

A choice of critical sections of electric wires and cables in power circuits of electrical equipment of power industry.

Purpose. Implementation of close calculation determination of critical sections of S_{Ci} and critical amplitudes of density of alternating current δ_{Ci} of frequency 50 Hz in wires and cables of power circuits of electrical equipment of power industry, characterized flowing in it at malfunctions of operation current $i_k(t)$ of short circuit (SC) with set amplitude-temporal parameters (ATP). **Methodology.** Scientific and technical bases of power engineering, electrophysics bases of technique of high-voltage and large pulsed currents, theoretical bases of the electrical engineering. **Results.** The results of the developed electrical engineering approach are resulted in a calculation choice on the condition of electric explosion (EE) of current-carrying parts of cable and conductor products (CCP) of critical sections of S_{Ci} for the copper (aluminum) cores of the uninsulated wires, and also for the insulated wires and cables with a polyvinylchloride (PVC), rubber (R) and polyethylene (PET) insulation with copper (aluminum) cores (shells) on which in the power circuits of electrical equipment of the general industrial equipment in malfunction the current of SC $i_k(t)$ flows with set ATP. On the basis of determination of sizes of the real critical sections S_{Ci} for the indicated wires and cables the calculation numeral estimation of critical amplitudes of density δ_{Ci} of SC current $i_k(t)$ is executed with set ATP in current-carrying parts of investigated CCP of power circuits of the examined electrical equipment. It is determined that in the power circuits of electric equipment of the general industrial installations (for permanent time of slump of $T_a=50$ ms of aperiodic to the constituent of current of SC) critical amplitudes of density δ_{Ci} of SC current $i_k(t)$ at time of his disconnecting $t_k=100$ ms in copper (aluminum) cores for the uninsulated wires and insulated wires (cables) with copper (aluminum) cores (shells), PVH, R and PET it is numeral made an insulation according to approximately 1,57 (1,18) kA/mm². At time of disconnecting $t_k=160$ ms of SC current $i_k(t)$ in the power circuits of the examined electrical equipment ($T_a=50$ ms) critical amplitudes of density δ_{Ci} of SC current $i_k(t)$ for the copper (aluminum) cores (shells) of indicated CCP become accordingly numeral equal approximately 1,33 (0,99) kA/mm². **Originality.** First by a calculation way taking into account information for ATP of SC current $i_k(t)$ and quantitative values of time of his disconnecting t_k in the power circuits of electrical equipment of the general industrial installations the numerical values of critical sections S_{Ci} and critical amplitudes of density δ_{Ci} of AC SC current $i_k(t)$ are certain for the uninsulated wires, and also insulated wires and cables with copper (aluminum) cores (shells), PVH, R and PET insulation. **Practical value.** Obtained results for the critical sections S_{Ci} and amplitudes of density δ_{Ci} of AC SC current $i_k(t)$ of frequency 50 Hz (at the period of oscillations of $T_p=20$ ms for of periodic constituent of emergency current of SC) can be utilized in power industry in practice at a choice thermally by a bar to the action of large SC currents $i_k(t)$ of CCP with copper (aluminum) bars (shells), intended for reliable operation in the power circuits of electrical equipment of industrial power industry. References 8, tables 5.

Key words: power industrial, electrical equipment, electric wires and cables of circuits of electrical equipment, calculation choice of critical sections of wires and cables in the circuits of electrical equipment.

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

ЧИСЛЕННЫЕ ОЦЕНКИ ТОКОВ И СИЛ В ЛИНЕЙНЫХ ИНСТРУМЕНТАХ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ МЕТАЛЛОВ. ЧАСТЬ 1: МЕТАЛЛЫ С НИЗКОЙ УДЕЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТЬЮ

Метою статті є проведення чисельних оцінок основних характеристик електродинамічних процесів в лінійних інструментах магнітно-імпульсного притягання провідників з односпрямованими струмами в умовах інтенсивного проникнення діючих електромагнітних полів в метали з низькою питомою електропровідністю. Методика. Для проведення обчислень використовувалися положення теорії електромагнітного поля, що витікають з рівнянь Максвелла, і стандартні математичні програми з пакета Wolfram Mathematica. Результати. За допомогою аналітичних виразів розраховані амплітудно-часові залежності струмів і електродинамічних зусиль в лінійних магнітно-імпульсних інструментах, дієвість яких заснована на збудженні сил взаємного притягання провідників з односпрямованими струмами. Вперше встановлено, що збільшення сил притягання, в першу чергу, можливо за рахунок інтенсифікації процесів проникнення полів, що забезпечується переходом до досить низьких робочих частот збуджуючих струмів. Практична значимість. Використання отриманих результатів дозволить створювати нові більш ефективні лінійні інструменти магнітно-імпульсного притягання заданих ділянок листових металів, що працюють в умовах інтенсивного проникнення збуджених електромагнітних полів. Бібл. 10, рис. 9.

Ключові слова: лінійний інструмент усунення вм'ятин в листових провідниках, інтенсивне проникнення поля в метали з низькою питомою електропровідністю, магнітно-імпульсне притягання провідників з односпрямованими струмами.

Целью статьи является проведение численных оценок основных характеристик электродинамических процессов в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения проводников с однонаправленными токами в условиях интенсивного проникновения действующих электромагнитных полей в металлы с низкой удельной электропроводностью. Методика. Для проведения вычислений использовались положения теории электромагнитного поля, вытекающие из уравнений Максвелла, и стандартные математические программы из пакета «Wolfram Mathematica». Результаты. С помощью аналитических выражений рассчитаны амплитудно-временные зависимости токов и электродинамических усилий в линейных магнитно-импульсных инструментах, действенность которых основана на возбуждении сил взаимного притяжения проводников с однонаправленными токами. Впервые установлено, что увеличение сил притяжения, в первую очередь, возможно за счет интенсификации процессов проникновения полей, что обеспечивается переходом к достаточно низким рабочим частотам возбуждающих токов. Практическая значимость. Использование полученных результатов позволит создавать новые более эффективные линейные инструменты магнитно-импульсного притяжения заданных участков листовых металлов, работающие в условиях интенсивного проникновения возбуждаемых электромагнитных полей. Библ. 10, рис. 9.

Ключевые слова: линейный инструмент устранения вмятин в листовых проводниках, интенсивное проникновение поля в металлы с низкой удельной электропроводностью, магнитно-импульсное притяжение проводников с однонаправленными токами.

Введение. Методы притяжения заданных участков листовых металлов с использованием энергии импульсных магнитных полей для разного рода обрабатываемых технологий приобретают всё большую актуальность в различных отраслях промышленного производства [1-3]. Особое внимание привлекают разработки технологий удаления вмятин и выравнивания поверхностей листовых металлов при реставрации корпусов самолётов и автомобильных кузовов [4].

Как показывает практика, более 50 % повреждённый представляют собой вмятины в зонах с затрудненным или полностью закрытым обратным доступом [4]. В этой связи весьма привлекательным способом магнитно-импульсного притяжения тонкостенных листовых металлов, который может быть положен в основу создания эффективного инструмента внешней рихтовки автомобильных кузовов, является притяжение линейными инструментами. Физическая сущность данного способа заключается в силовом взаимодействии однонаправленных параллельных токов (закон Ампера [10]). Первый – это ток в основном токопроводе линейного инструмента (аналог индуктора, в общепринятой терминологии [1]). Второй – это ток в обрабатываемом металле. Оба тока возбуждаются при непосредственном последовательном или

параллельном точечном подключении к источнику мощности. Основной токопровод – линейный инструмент жёстко зафиксирован. Притяжением деформируется обрабатываемый металл. Очевидным препятствием к эффективному возбуждению электродинамических усилий могут стать индукционные эффекты, соответственно которым ток в основном токопроводе индуцирует противоток в листовой заготовке, а ток в её металле индуцирует противоток в основном токопроводе линейного инструмента.

В целом, привлекательность данного способа обусловлена простотой технической реализации и довольно высокими энергетическими показателями [5, 6]. Анализ электродинамических процессов в подобной схеме позволит установить требования, выполнение которых обеспечит не только дееспособность, но и эффективность инструмента предлагаемого принципа действия.

Справедливости ради следует отметить, что подобная задача уже рассматривалась ранее авторами [7, 8]. Однако, непосредственное использование полученных формул и соотношений, полученных в цитируемых работах, для проведения практических расчётов не представляется возможным, ввиду ограни-

ченности найденных результатов условиями постановки и решения этой задачи.

Целью работы является анализ временных характеристик электродинамических процессов в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения листовых металлов, конечным результатом которого должны стать физико-математические зависимости для возбуждаемых токов и сил в условиях интенсивного проникновения электромагнитных полей в проводящие элементы инструментов.

Физико-математическая модель, допущения и постановка задачи. Для анализа электромагнитных процессов в рассматриваемой схеме обработки металла примем расчётную модель (рис. 1), соответствующую поперечному сечению исследуемой электромагнитной системы с токами J_1 и J_2 [9].

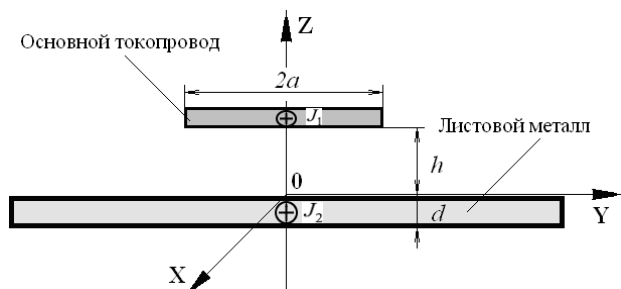


Рис. 1. Расчётная модель ($J_{1,2}$ – протекающие токи)

Обрабатываемая заготовка представляет собой достаточно тонкий листовой металл толщиной d с довольно большими поперечными размерами и удельной электропроводностью материала γ .

Основной токопровод так же «прозрачен» для действующих полей, так что его металл не оказывает влияния на протекающие электромагнитные процессы. Имеет место геометрическая симметрия системы относительно координатной плоскости ZOX. Вдоль оси абсцисс OX система обладает достаточно большой протяжённостью, так что оператор дифференцирования – $\partial/\partial x = 0$. В основном токопроводе в направлении оси OX течёт равномерно распределённый по OY возбуждающий ток с линейной плотностью $j(t) = j_m j_t(t)$, где $j_m = I_m/2a$ – амплитуда плотности тока (I_m – максимум тока), а $j_t(t)$ – временная зависимость тока.

Частотные характеристики возбуждающего тока таковы, что выполняется условие квазистационарности по Ландау – $\frac{\omega}{c} \cdot b \ll 1$ [10], где ω – циклическая частота процесса; c – скорость света в вакууме; b – произвольный характерный размер рассматриваемой электромагнитной системы. Пусть в системе возбуждается электромагнитное поле с ненулевыми компонентами напряжённости: $E_x \neq 0$; $H_{y,z} \neq 0$. Требуется выполнить оценку токов и сил в рассматриваемой электромагнитной системе.

Расчетные соотношения. Для дальнейших расчетов воспользуемся аналитическими выражениями, полученными авторами работы [9]. Согласно цитируемой публикации, при допущении об идентичности параллельных основного токопровода и заданного участка деформируемого металла, возбуждаемые токи

с учётом индукционных эффектов можно описать следующей зависимостью. Суммарный ток в основном токопроводе:

$$I_x^{(s)}(t) = I_m \left[j_t(t) - \left(\frac{4a}{\pi d} \right) \int_0^\infty \left(\frac{\sin\left(\alpha \frac{a}{d}\right)}{\left(\alpha \frac{a}{d}\right)} \right) \times \right. \\ \left. \times e^{-\alpha \frac{h}{d}} \sum_{k=0}^\infty \delta_k \frac{G(\beta_k, \alpha)}{\Phi(\beta_k, \alpha)} \left(\frac{dj_t(t)}{dt} \cdot e^{p_k t} \right) \alpha d \alpha \right] \quad (1)$$

где

$$G(\beta_k, \alpha) = \left[(1 - \cos \beta_k) + \left(\frac{\beta_k}{\alpha} \right) \right] \cdot \sin \beta_k;$$

$$\Phi(\beta_k, \alpha) = \cos \beta_k \cdot \left[\alpha^2 + 2\alpha - \beta_k^2 \right] + 2\beta_k \sin \beta_k \cdot [\alpha + 1];$$

δ_k – символ Кронекера; β_k – корни уравнения:

$$\operatorname{ctg} \beta_k = 0,5 \cdot \left(\frac{\beta_k}{\alpha} - \frac{\alpha}{\beta_k} \right); \quad p_k = - \left(\frac{1}{\mu_0 \gamma d^2} \right) \cdot (\beta_k^2 + \alpha^2),$$

$k = 0, \pm 1, 2, \dots$; $\left(\frac{dj_t(t)}{dt} \cdot e^{p_k t} \right)$ – свёртка функций.

Интегральная сила притяжения, возбуждаемая при взаимодействии идентичных однонаправленных параллельных токов для одинаковых проводников – основного токопровода и заданного участка листового металла, запишется в виде [5]:

$$F_{\text{attr}}(t) = \frac{\mu_0}{2\pi} \cdot \left(I_x^{(s)}(t) \right)^2 \frac{l}{h}, \quad (2)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; l – длина проводника; h – расстояние между основным токопроводом и листовым металлом.

Численные оценки проведём для следующих исходных данных. Листовой металл – $d = 0,001$ м, $\gamma = 0,4 \cdot 10^7$ (Ом·м)⁻¹ (сталь). Основной токопровод выполнен из того же металла и той же толщины, что и обрабатываемый объект (рассматривается электродинамическая система «сталь – сталь»). Геометрия системы – $l = 0,06$ мм, $2a = 0,01 \dots 0,06$ м, $h = 0,002$ м, рабочая зона инструмента – область $l \times (2a)$. Основной токопровод и заданный участок обрабатываемого металла – параллельны и идентичны, так что в цепи каждого из них протекающие токи одинаковы.

Параметры токовых импульсов определяются характеристиками источника мощности – магнитно-импульсной установки МИУС-2 [2], разработанной и созданной в лаборатории электромагнитных технологий Харьковского национального автомобильно-дорожного университета.

Максимальное напряжение на емкостном накопителе – $U = 2000$ В. Максимальная рабочая частота при подключении к непосредственно электрическому выходу МИУС-2 – $f_{\text{max}} = 7000$ Гц (относительный коэффициент затухания – $\delta/\omega = 0,3$). Рабочая частота в разрядном контуре установки – $f_p = 1000 \dots 1500$ Гц (относительный коэффициент затухания – $\delta/\omega = 0,3$) при ее подключении через согласующее устройство с коэффициентом передачи энергии в рабочую зону инструмента – $K \approx 4$. Магнитно-импульсная установка

МИУС-2 позволяет работать в 2-х режимах. Первый режим – генерирование экспоненциально затухающих (осциллирующих) токовых импульсов. Второй режим – генерирование токовых импульсов аperiodической (униполярной) временной формы. Следует отметить, что последний режим является более предпочтительным для практики, поскольку работа тиристорных коммутаторов указанной установки с униполярными сигналами характеризуется более длительным сроком их эксплуатации.

Вычисления проводились с помощью стандартного программного пакета «Wolfram Mathematica». Приближенный интервал изменения переменной интегрирования $\alpha \in [0; \alpha_{\max}]$ определяется функциональным видом Фурье-образа поперечного распределения возбуждающего тока. Для значений $\alpha \in [0; \alpha_{\max}]$ модуль функции распределения должен быть отличен от нуля. Как показали численные оценки по максимуму – $\alpha \in [0; 1]$. В общем случае расчётную зависимость $\beta_k = \beta_k(\alpha)$ можно аппроксимировать совокупностью последовательности линейных функций. Численные оценки показали, что для принятой геометрии основного токопровода (индуктора) вполне удовлетворительной представляется аппроксимация $\beta_k(\alpha)$ аналитической зависимостью: $\beta_k \approx \sqrt{2\alpha} + k \cdot \pi$, $k = 0, \pm 1, \pm 2 \dots$. Найденная зависимость $\beta_k = \beta_k(\alpha)$ подставляется в подынтегральное выражение зависимости (1).

Несобственные интегралы и суммы рядов в них вычисляются с помощью стандартных программ «NIntegrate» и «NSum». Суммирование в рядах выполняется для разного числа высших гармоник. Их учтённое количество полагается достаточным, если увеличение предельного значения « k » на единицу не приводит к результату, отличному от предыдущего более чем на 5...10 %. Корректировка интервала интегрирования $\alpha \in [0; \alpha_{\max}]$ производится для принятого априори условия $\alpha < \alpha_{\max}$ с помощью сравнения конечных результатов вычислений. Допускается их расхождение ~ 5...10 %.

Графики характерных расчётных зависимостей сгруппированы ниже по виду токовых импульсов, генерируемых магнитно-импульсной установкой.

Графические иллюстрации. В соответствии с возможностями источника мощности в части генерирования токовых сигналов различной временной формы численные оценки рассматриваемых параметров были выполнены вначале для осциллирующих токовых импульсов (рис. 2-5).

Вариант №1. Рабочая частота – $f = 7000$ Гц, напряжение – $U = 2000$ В, рабочая зона: $l \times (2a) = 0,06 \text{ м} \times 0,06 \text{ м}$.

Из результатов вычислений для высоких рабочих частот ($f = 7000$ Гц) следует, что в режиме осциллирующих импульсов возбуждающего тока максимум возможностей источника мощности соответствует максимум силы притяжения ~ 1000 Н. Переход к униполярному импульсу возбуждающего тока приводит к снижению амплитуды силы притяжения почти в ~ 2 раза, т.е. до ~ 500 Н.

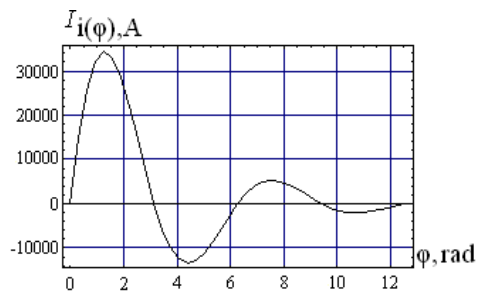


Рис. 2. Возбуждающий ток

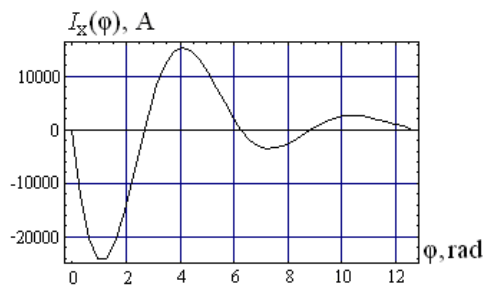


Рис. 3. Индуцированный ток

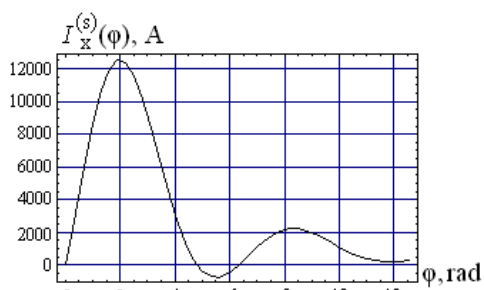


Рис. 4. Суммарный ток в цепи каждого из взаимодействующих проводников

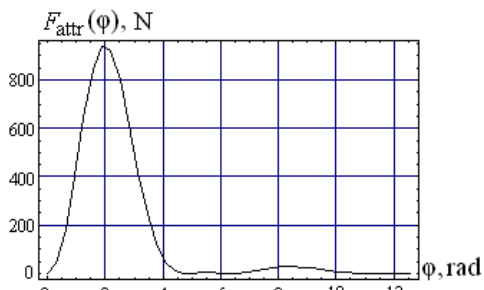


Рис. 5. Возбуждаемая сила притяжения

С физической точки зрения, причиной снижения силы притяжения при аperiodической форме возбуждающего тока можно считать уменьшение его временной длительности по сравнению с осциллирующим и экспоненциально затухающим гармоническим сигналом (см. рис. 2, где $\varphi \in [0, (4 \cdot \pi)]$). Это, очевидно, приводит к сокращению времени развития электродинамических процессов в обрабатываемом объекте. Все дальнейшие вычисления были проведены для униполярной формы возбуждающего тока, как более предпочтительной для практики (увеличение эксплуатационного срока тиристорных коммутаторов установки) (рис. 6-9).

Вариант №2. Рабочая частота – $f = 1500$ Гц, напряжение – $U = 2000$ В, рабочая зона: $l \times (2a) = 0,06 \text{ м} \times 0,06 \text{ м}$.

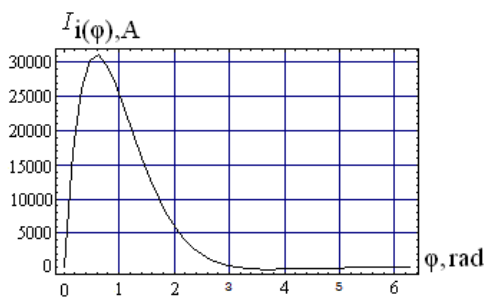


Рис. 6. Возбуждающий ток

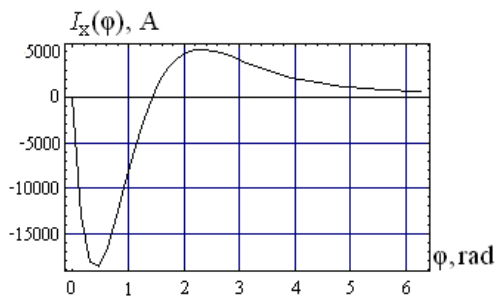


Рис. 7. Индуцированный ток

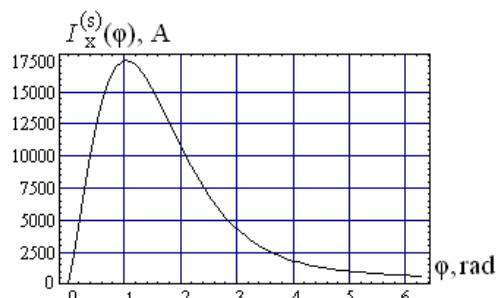


Рис. 8. Суммарный ток в цепи каждого из взаимодействующих проводников системы

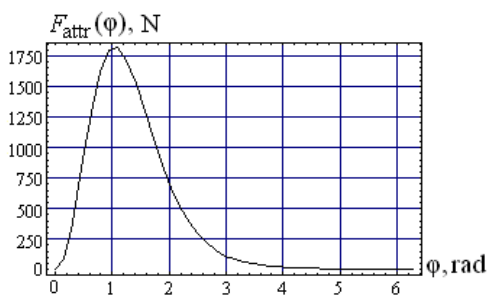


Рис. 9. Возбуждаемая сила притяжения

Из результатов вычислений для низких рабочих частот ($f = 1500$ Гц) следует, что:

- максимуму возможностей источника мощности соответствует максимум силы притяжения ~ 1800 Н, что примерно в 2 раза превышает аналогичный максимум для высоких частот ($f = 7000$ Гц) возбуждающего тока;
- с физической точки зрения, причиной увеличения сил притяжения при снижении рабочих частот можно считать интенсификацию процессов проникновения возбуждаемых полей в металл заготовки и инструмент, что и приводит к увеличению напряжённостей магнитного поля с внешней стороны проводников системы и, соответственно, к росту сил магнитного давления на них извне.

Выводы.

1. Рассчитаны амплитудно-временные зависимости характеристик электромагнитных процессов в линейных инструментах магнитно-импульсного притяжения листовых металлов с низкой удельной электропроводностью при интенсивном проникновении возбуждаемых магнитных полей в проводящие элементы инструментов и обрабатываемых объектов.

2. Установлено, что переход к низким рабочим частотам возбуждающих токов позволяет существенно увеличить амплитуды сил притяжения металла (например, при $f = 1,5$ кГц силовые показатели для обрабатываемой стали возрастают примерно в 2 раза по сравнению со случаем, когда $f = 7$ кГц).

3. Показано, что физической причиной увеличения сил притяжения при снижении рабочих частот можно считать интенсификацию процессов проникновения возбуждаемых полей сквозь металл инструмента и обрабатываемой заготовки, что приводит к росту сил магнитного давления на проводники извне.

Работа проводилась кафедрой физики ХНАДУ в рамках Научного исследования «Энергосберегающие малозатратные технологии питания и ремонта транспортных средств» №08-53-19, финансируемого Министерством образования и науки Украины.

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. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S. Magnetic pulsed processing of metals for advanced technologies of modernity – a brief review // Electrical engineering & electromechanics. – 2016. – no.5. – pp. 35-39. doi: 10.20998/2074-272X.2016.5.05.
3. Hnatov A., Arhun S., Ponikarovska S. Energy saving technologies for urban bus transport // International journal of automotive and mechanical engineering. – 2017. – vol.14. – no.4. – pp. 4649-4664. doi: 10.15282/ijame.14.4.2017.5.0366.
4. Welcome to BETAG Innovation [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://www.betaginnovation.com>.
5. Бондаренко А.Ю. Финкельштейн В.Б., Гаврилова Т.В. Внешняя рихтовка кузовов автотранспорта с помощью электродинамических систем при прямом пропускании импульсного тока // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Автомобіле- та тракторобудування. – 2014. – №9(1052). – С. 66-72.
6. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S. Estimating the limit possibilities of the step charging system for capacitive energy storage // Electrical engineering & electromechanics. – 2016. – no.2. – pp. 35-37. doi: 10.20998/2074-272X.2016.2.06.
7. Шнеерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сильных токов. 2-е изд., перераб. и доп. М.: Энергоиздат, 1992. – 413 с.
8. Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Шиндерук С.А. Расчёт полей и токов в индукторной системе с притягивающим экраном и дополнительным витком как инструмента рихтовки // Електротехніка і електромеханіка. – 2015. – №1. – С. 57-62. doi: 10.20998/2074-272X.2015.1.11.
9. Батыгин Ю.В., Еремина Е.Ф., Чаплыгин Е.А., Стрельникова В.А. Электродинамические процессы в инструментах магнитно-импульсного притяжения при «прямом пропускании тока» через обрабатываемый металл // Вісник НТУ «ХПІ». Серія: Математичне моделювання в техніці та технологіях. – 2019. – №8(1333). – С. 207-213.

10. Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М. Электродинамика сплошных сред. Т.8, Изд. 4-е. – М.: Физматлит, 2005. – 656 с.

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.
2. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S. Magnetic pulsed processing of metals for advanced technologies of modernity – a brief review. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.5, pp. 35-39. doi: 10.20998/2074-272X.2016.5.05.
3. Hnatov A., Arhun S., Ponikarovska S. Energy saving technologies for urban bus transport. *International journal of automotive and mechanical engineering*, 2017, vol.14, no.4, pp. 4649-4664. doi: 10.15282/ijame.14.4.2017.5.0366.
4. *Welcome to BETAG Innovation*. Available at: <http://www.betaginnovation.com> (accessed 17 June 2018).
5. Bondarenko A.Yu., Finkelishteyn 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).
6. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S. Estimating the limit possibilities of the step charging system for capacitive energy storage. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.2, pp. 35-37. doi: 10.20998/2074-272X.2016.2.06.
7. Shneerson G.A. *Polja i perehodnye processy v apparature sil'nyh tokov. 2-e izd., pererab. i dop.* [Fields and transients in the equipment of strong currents. 2nd edition]. Moscow, Energoizdat Publ., 1992. 413 p. (Rus).
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.
9. Batygin Yu.V., Yeryomina O.F., Chaplygin E.A., Strelnikova V.A. Electrodynamics processes in instruments of magnetic pulse attract at «direct current passing» through the handled metal. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Mathematical modeling in engineering and technologies*, 2019, no.8(1333), pp. 207-213. (Rus).
10. Landau L.D., Lifshits E.M. *Elektrodinamika sploshnyh sred T. 8* [Continuum Electrodynamics. Vol.8]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2005. 656 p. (Rus).

Поступила (received) 16.04.2019

Батыгин Юрий Викторович¹, д.т.н., проф.,
Чаплыгин Евгений Александрович¹, к.т.н., доц.,
Шиндерук Светлана Александровна¹, к.т.н., доц.,
Стрельникова Виктория Анатольевна¹, аспирант,
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; v.strelnikova91@gmail.com

Yu.V. Batygin¹, E.A. Chaplygin¹, S.A. Shinderuk¹, V.A. Strelnikova¹
¹ Kharkiv National Automobile and Highway University,
25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkov, 61002, Ukraine.

Numerical estimates of currents and forces in linear tools of the magnetic-pulse attraction of metals. Part 1: Low electrical conductance metals.

Purpose. The electrodynamic processes study in the linear tools of magnetic-pulsed attraction, the final result of which should be the physics-mathematical dependencies for the characteristics of the flowing processes, under the conditions of intensive penetration in metal of acting electromagnetic fields, as well as numerical estimates of these processes main characteristics. **Methodology.** To carry out research, we used the fundamental statements of the electromagnetic field theory and the mathematical simulation with help of the standard codes from the Wolfram Mathematica package. **Results.** The functional dependencies for the space-temporal distributions of the currents and forces excited in the linear tools of magnetic-pulsed attraction under intensive penetration of the acting electromagnetic fields through the tool's conducting construction elements are used for the numerical estimates. From the calculation results it follows that from a physical point of view, the cause of the increase in attractive forces while decreasing the operating frequencies can be considered the intensification of penetration processes of the excited fields, which leads to increasing the magnetic pressure from the outside. Thus, the transition to low operating frequencies of the exciting currents can significantly increase the efficiency of the magnetic-pulsed attraction of the sheet metals with the linear tools. **Originality.** It was firstly determined that from the physical point of view, the reason for the increase in attractive forces with a decrease in operating frequencies can be considered the intensification of penetration processes of the excited fields, which leads to increasing the forces of magnetic pressure on the conductors from side of their external surfaces. **Practical value.** A usage of the obtained results will allow creating new, more efficient linear tools of magnetic-pulsed attraction of the low-electrical conduction sheet metals operating under conditions of intensive penetration of the electromagnetic fields being excited. References 10, figures 9.

Key words: linear tool for eliminating dents in sheet conductors, intensive penetration of the field into metals with low electrical conductance, magnetic-pulse attraction of conductors with unidirectional currents.

А.Г. Гурин, И.А. Костюков

ВЛИЯНИЕ АКТИВНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ОБМОТОК ИМПУЛЬСНОГО ТРАНСФОРМАТОРА НА ПАРАМЕТРЫ ФОРМИРУЕМЫХ НА ЕМКОСТНОЙ НАГРУЗКЕ ИМПУЛЬСОВ НАПРЯЖЕНИЯ

Мета. Аналіз впливу активного опору первинної та вторинної обмоток імпульсного трансформатору на напругу на навантажувальній ємності на основі розробленої методики аналізу перехідних процесів, що обумовлені розрядом накопичувальної ємності в первинній обмотці. *Методика.* Модель для розрахунку перехідних процесів розроблена із використанням перетворення Лапласа. Моделювання перехідних процесів проведено в програмному пакеті MATLAB. Результати розрахунку перехідних процесів порівняно із експериментальними результатами. *Результати.* Розроблено методику розрахунку перехідних процесів у випробувальних установках з імпульсними трансформаторами, що дає можливість враховувати втрати потужності в первинній та вторинній обмотках на напругу на навантажувальній ємності. Отримані розрахункові співвідношення, що дозволяють враховувати вплив активного опору первинної та вторинної обмоток трансформатору на напругу на навантажувальній ємності, струми у первинній та вторинній обмотках трансформатору, а також на напругу на індуктивності первинної обмотки трансформатору. *Наукова новизна.* Розроблена математична модель для розрахунку перехідних процесів в первинній та вторинній обмотках трансформатору із врахуванням впливу активного опору обмоток при його зміні в широкому діапазоні можливих значень. *Практичне значення.* Використання розробленої методики дозволяє визначати параметри розрядного кола, при яких на навантажувальній ємності відбувається формування імпульсів напруги без зміни форми фронту імпульсу. Бібл. 14, рис. 5.

Ключові слова: імпульсний трансформатор, ємнісне навантаження, активний опір обмоток, імпульс випробувальної напруги, випробування електричної ізоляції.

Цель. Анализ влияния активного сопротивления первичной и вторичной обмоток импульсного трансформатора на напряжение на нагрузочной емкости на основании разработанной методики анализа переходных процессов, вызванных разрядом накопительной емкости в первичной обмотке. *Методика.* Модель для расчета переходных процессов разработана с применением преобразования Лапласа. Моделирование переходных процессов проводилось в программном пакете MATLAB. Результаты расчетов переходных процессов сравнивались с экспериментальными результатами. *Результаты.* Разработана методика расчета переходных процессов в испытательных установках с импульсными трансформаторами, позволяющая учитывать влияние потерь мощности в первичной и вторичной обмотках на напряжение на нагрузочной емкости. Получены расчетные соотношения, позволяющие учитывать влияние активного сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора на напряжение на нагрузочной емкости, токи в первичной и вторичной обмотках трансформатора, а также на падение напряжения на индуктивности первичной обмотки трансформатора. *Научная новизна.* Разработана математическая модель для расчета переходных процессов в первичной и вторичной обмотках импульсного трансформатора с учетом влияния активного сопротивления обмоток при его изменении в широком диапазоне возможных значений. *Практическое значение.* Использование предложенной методики позволяет определять параметры разрядной цепи, при которых на нагрузочной емкости происходит формирование тестовых импульсов напряжения без искажений формы фронта импульсов. Библ. 14, рис. 5.

Ключевые слова: импульсный трансформатор, емкостная нагрузка, активное сопротивление обмоток, импульс испытательного напряжения, испытания электрической изоляции.

Введение. Проблема контроля устойчивости изоляции электроэнергетического оборудования по отношению к вызванным различными причинами перенапряжениям обычно решается путем применения генераторов импульсных напряжений. Такие генераторы могут быть разработаны с использованием широко распространенной схемы Аркадьева-Маркса [1], при применении которой подразумевается заряд электрических конденсаторов при их параллельном соединении с последующим разрядом при последовательном соединении. Пример практического применения упомянутого метода для формирования тестовых импульсов приведен в [2], где дано описание генератора с запасаемой энергией до 0.48 МДж, для формирования импульсов напряжения с амплитудой до 3 МВ. Такой подход позволяет имитировать импульсы перенапряжения, которые возникают вследствие ударов молнии, а также коммутационные перенапряжения. Детальное описание метрологического оборудования, используемого в практике формирования высоковольтных импульсов напряжения, приведено в [3]. Хотя применение генераторов Маркса позволяет формировать импульсы напряжения с достаточными уровнями амплитуды и удовлетворительными для практических целей временными характеристиками, практическая реализация таких схем приво-

дит к определенным трудностям, в первую очередь вследствие необходимости применения значительного количества разрядников [4].

Другой широко распространенный подход, который используется в практике получения высоковольтных импульсов напряжения, основан на реализации различных схем, в которых подразумевается усиление импульсов напряжения до необходимого уровня с использованием импульсных трансформаторов. Типичным примером является описанный в [5] импульсный трансформатор с магнитным сердечником, состоящим из 68-и ферритовых стержней. В некоторых технических приложениях определенные преимущества можно получить при использовании воздушных трансформаторов, так как трансформаторы такого типа не требуют дополнительных цепей размагничивания, которые обычно используются для обеспечения максимального размаха магнитной индукции в сердечнике [6].

Одной из наиболее распространенных проблем для высоковольтных установок с импульсными трансформаторами является необходимость определения напряжения на нагрузочной емкости в широком диапазоне изменения ее значений. В случае примене-

ния импульсных трансформаторов с магнитными сердечниками относительно небольшие значения тока холостого хода в некоторых случаях позволяют проводить математический анализ разряда накопительного конденсатора, пренебрегая величиной индуктивности намагничивания. Результаты математического моделирования разрядных процессов накопительного конденсатора на первичную цепь импульсного трансформатора с магнитным сердечником, выполненные в [4], показали, что увеличение величины нагрузочной емкости приводит к уменьшению напряжения на ней. В случае применения воздушного трансформатора его анализ часто проводится без учета активного сопротивления первичной и вторичной обмоток. Детальный анализ переходного процесса в импульсном трансформаторе, с учетом влияния потерь энергии в первичной и вторичной обмотках на величину напряжения на нагрузочной емкости, выполнен в [8]. Однако решение дифференциального уравнения 4 порядка, которое определяет форму тока в первичной и вторичной обмотках, было получено в виде, в котором подразумевается существование только комплексно-сопряженных корней характеристического уравнения. Такие типы корней обычно имеют место в случае анализа цепей с достаточно высокой добротностью. Следовательно, область применения упомянутого анализа ограничена кругом проблем, которые имеют место в случае достаточно незначительных потерь в первичной и вторичной обмотках. Хотя такой анализ является достаточным для подавляющего большинства практических случаев, повышение потерь в первичной и вторичной обмотках может приводить к другим решениям характеристического уравнения. Очевидно, что такие импульсные трансформаторы будут иметь ухудшенные технические характеристики по сравнению с трансформаторами с уменьшенными потерями. Тем не менее, в случае необходимости формирования импульсов напряжения с определенными требованиями к длительности фронта и среза импульса, например, при формировании импульсов напряжения по форме, близких к апериодической, цепи с уменьшенной добротностью могут представлять определенный интерес. Увеличение активного сопротивления позволяет уменьшить, либо полностью устранить искажения импульсов напряжения, которые вызваны колебательными процессами в электрических цепях с высокой добротностью. Следовательно, для некоторых случаев предпочтительно разработать более универсальное решение, которое позволяет анализировать переходные процессы в первичной и вторичной обмотках импульсного трансформатора для более широкого диапазона потерь мощности в обмотках. Такая проблема рассматривалась также в [9], однако приведенные решения, аналогично результатам [8], описывают случай слабозатухающих колебаний, которые обычно имеют место в случае относительно незначительных потерь в первичной и вторичной обмотках. Кроме того, в [9] не затрагиваются вопросы, связанные с определением напряжения на емкости тестируемого объекта. Выражение для напряжения на нагрузочной емкости в операторной форме и общем виде приведено в [10]. Однако оригинал этого выражения определялся для его упрощенной формы, в которой не учитывалась величина активного сопротивления обмоток. Приведенные в [11] решения

учитывают влияние активного сопротивления вторичной обмотки на напряжение на емкости вторичного контура, но анализ проводился для случая возбуждения первичного контура гармоническим напряжением. В данной работе внимание сконцентрировано на случае возбуждения первичного контура путем разряда накопительной емкости. Детальный анализ условий получения максимальных напряжений на емкости вторичной цепи без учета влияния активного сопротивления обмоток первичной и вторичной цепей на временные характеристики напряжения выполнен в [12]. Отсутствуют публикации, в которых учитывается затухание напряжения на нагрузочной емкости, связанное с параметрами первичной и вторичной цепей [13]. Приведенные в [13] соотношения для напряжения на электрической емкости вторичной обмотки, полученные после проведения такого анализа, также основаны на рассмотрении колебательного напряжения на ней. Таким образом, вопросы формирования на нагрузочной емкости испытательных импульсов напряжения, близких к апериодической форме, тесно связаны с результатами, приведенными в [8] и [13]. Тем не менее, в случае необходимости формирования таких импульсов анализ следует проводить для случая более значительных величин активного сопротивления обмоток, которые приводят к другому типу корней характеристического уравнения.

Целью работы является анализ влияния активного сопротивления первичной и вторичной обмоток импульсного трансформатора на напряжение на нагрузочной емкости на основании разработанной методики анализа переходных процессов, вызванных разрядом накопительной емкости в первичной обмотке.

Анализ схемы замещения импульсного трансформатора. Анализ переходных процессов проведен для схемы замещения трансформатора, приведенной на рис. 1.

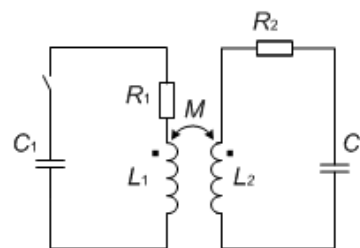


Рис. 1. Схема замещения для определения влияния тестируемого объекта на параметры импульса напряжения на нагрузочной емкости [8]

На схеме замещения на рис. 1 C_1 , C_2 представляют собой емкости конденсатора в первичной обмотке (накопительный конденсатор) и нагрузочной емкости тестируемого объекта во вторичной обмотке; R_1 , R_2 – сопротивления первичной и вторичной цепи; M – коэффициент взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками; L_1 , L_2 – индуктивности первичной и вторичной обмоток.

Анализ проведен в предположении о незначительной паразитной емкости первичной и вторичной обмоток (см. рис. 1). В резонансном режиме выполняется равенство:

$$L_1 C_1 = L_2 C_2 . \quad (1)$$

В таком случае схема замещения (рис. 1) фактически представляет собой схему замещения трансформатора Тесла. Для случая пренебрежительно малых активных сопротивлений первичной и вторичной обмоток и ранее приведенного равенства (1), которое определяет соотношения между индуктивностями L_1 , L_2 и емкостями C_1 , C_2 напряжение на нагрузочной емкости C_2 может быть определено с использованием следующего выражения [14]:

$$U_2 = \frac{U_1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}} \left[\cos\left(\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1-k}}\right)t\right) - \cos\left(\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{1+k}}\right)t\right) \right], \quad (2)$$

где k – коэффициент связи между первичной и вторичной обмотками, ω_0 – собственная частота колебаний первичной и вторичной обмоток [14]:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}}. \quad (3)$$

Применяя преобразование Лапласа к выражениям для падения напряжения на элементах схемы замещения (рис. 1), можно получить соотношения для определения тока во вторичной обмотке в операторной форме:

$$(pL_1 + R_1 + \frac{1}{pC_1})i_1 - pMi_2 = \frac{u_{c1}}{p}, \quad (4)$$

$$(pL_2 + R_2 + \frac{1}{pC_2})i_2 - pMi_1 = 0, \quad (5)$$

где u_{c1} – напряжение на накопительном конденсаторе в начале переходного процесса.

Учитывая выражения (4) и (5), можно записать выражения для тока во вторичной обмотке:

$$i_2(p) = \frac{p^2 M u_{c1} C_1 C_2}{ap^4 + bp^3 + cp^2 + dp + 1}, \quad (6)$$

где постоянные a , b , c , d могут быть определены с использованием следующих выражений:

$$a = L_2 C_2 L_1 C_1 - M^2 C_1 C_2, \quad (7)$$

$$b = L_2 C_2 R_1 C_1 + R_2 C_2 L_1 C_1, \quad (8)$$

$$c = L_2 C_2 + R_2 C_2 R_1 C_1 + L_1 C_1, \quad (9)$$

$$d = R_2 C_2 + R_1 C_1. \quad (10)$$

В соответствии с обычной схемой применения преобразования Лапласа, выражение для зависимости тока во вторичной цепи от времени может быть записано в общем виде:

$$i_2(t) = \sum_{n=1}^4 \frac{N(p_n)}{M'(p_n)} e^{p_n t}, \quad (11)$$

где все $N(p_n)$ представляют собой величины числителя в формуле (6) в точках, которые соответствуют корням полинома из знаменателя (6), а все $M'(p_n)$ представляют собой значения производной от полинома в знаменателе выражения (6) в точках, соответствующих нулям этого знаменателя.

Таким образом, в предположении, что нагрузочная емкость в начале переходного процесса не заряжена, напряжение на ней может быть найдено с использованием следующего выражения:

$$u_{c2}(t) = \frac{1}{C_2} \int_0^t i_2(t) dt = \frac{1}{C_2} \sum_{n=1}^4 \frac{N(p_n)}{M'(p_n)} \cdot \left(\frac{e^{p_n t}}{p_n} - \frac{1}{p_n} \right). \quad (12)$$

Поскольку передача энергии из первичной цепи во вторичную производится путем индуктивной связи, анализ переходных процессов необходимо выполнять с учетом зависимости от времени напряжения на индуктивности первичной обмотки. Принимая во внимание соотношения (4) и (5), выражение для тока в первичной цепи может быть записано в виде:

$$i_1(p) = \frac{u_{c1} C_1 (p^2 L_2 C_2 + p R_2 C_2 + 1)}{ap^4 + bp^3 + cp^2 + dp + 1}. \quad (13)$$

Токи в первичной и вторичной цепях определяются выражениями, в которых знаменатель одинаковый (сравни (6) и (13)). Это обстоятельство позволяет упростить моделирование переходных процессов, вызванных разрядом конденсатора C_1 . Принимая во внимание (13), выражение для зависимости тока в первичной обмотке от времени может быть записано в виде:

$$i_1(t) = \sum_{n=1}^4 \frac{W(p_n)}{M'(p_n)} e^{p_n t}, \quad (14)$$

где $W(p_n)$ представляют собой величины числителя из (13) в точках, которые соответствуют корням полинома из знаменателя (6) и (13).

С учетом выражения (14), падение напряжения на индуктивности первичной обмотки L_1 может быть определено с использованием следующего выражения:

$$u_{L1}(t) = L_1 \sum_{n=1}^4 \frac{W(p_n)}{M'(p_n)} p_n e^{p_n t}. \quad (15)$$

С учетом (11) и (14) при учете (4) и (5) выражения для напряжений на нагрузочной емкости (12) и индуктивности первичной обмотки (15) можно записать в виде:

$$u_{C2}(t) = M \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} + R i_2(t), \quad (16)$$

$$u_{L1}(t) = u_{c1} + M \frac{di_2(t)}{dt} - i_1(t) R_1 - \frac{1}{C} \int_0^t i_1(t) dt. \quad (17)$$

Выражения (16) и (17) также могут быть использованы для частичной проверки ранее приведенных формул для напряжений на нагрузочной емкости и индуктивности первичной обмотки.

Результаты моделирования переходных процессов в первичной и вторичной обмотках, вызванных разрядом накопительного конденсатора. На рис. 2-5 приведены результаты расчетов переходных процессов в описанной модели импульсного трансформатора при его работе на емкостную нагрузку. Все расчеты и измерения были проведены при значении взаимной индукции между первичной и вторичной обмотками $M = 1,133 \cdot 10^{-4}$ Гн. Индуктивность первичной обмотки принята равной $L_1 = 186 \cdot 10^{-6}$ Гн. Индуктивность вторичной обмотки: $L_2 = 126 \cdot 10^{-6}$ Гн. Несмотря на то, что в практических приложениях такие параметры цепи не обеспечивают определенных преимуществ с точки зрения технических характеристик, они могут быть использованы, как для проверки описанных решений, так и для определения общих тенденций переходных процессов в первичной и вторичной обмотках.

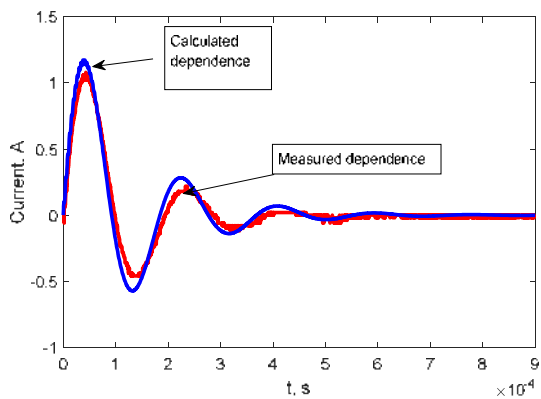


Рис. 2. Результаты моделирования и измерения тока в первичной обмотке для $C_2 = 6,128 \cdot 10^{-9}$ Ф, $C_1 = 4,5 \cdot 10^{-6}$ Ф, $R_2 = 1,57$ Ом, $R_1 = 2,79$ Ом

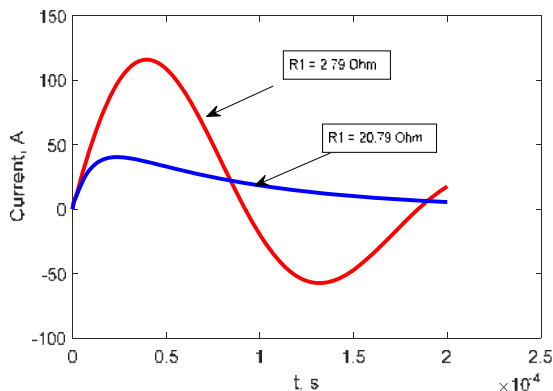


Рис. 3. Токи в первичной обмотке для $C_2 = 6,128 \cdot 10^{-9}$ Ф, $C_1 = 4,5 \cdot 10^{-6}$ Ф и зарядном напряжении 1000 В

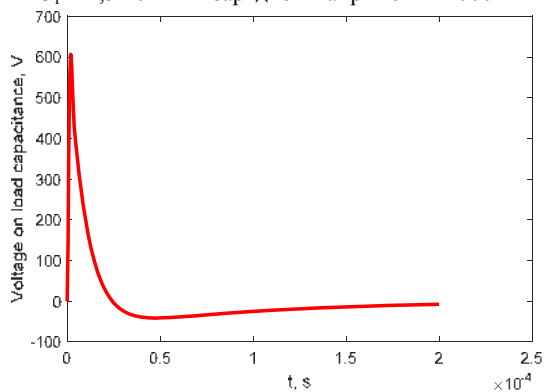


Рис. 4. Напряжение на нагрузочной емкости при активном сопротивлении первичной обмотки 20,79 Ом и сопротивлении вторичной обмотки 100,57 Ом

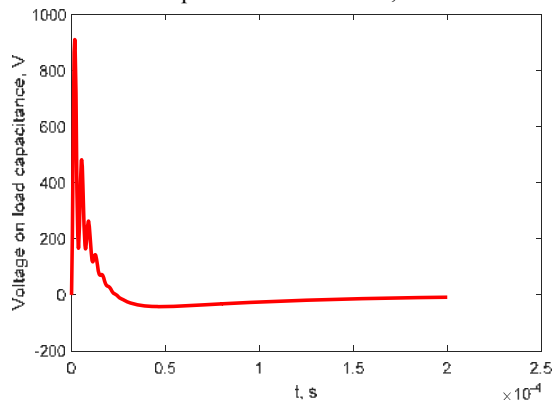


Рис. 5. Напряжение на нагрузочной емкости при активном сопротивлении первичной обмотки 20,79 Ом и сопротивлении вторичной обмотки 20,57 Ом

Из приведенных результатов видно, что даже в случае режима аperiodического разряда накопительного конденсатора C_1 (результаты расчета на рис. 3), который может быть обеспечен путем увеличения активного сопротивления первичной обмотки, при проведенном математическом моделировании не удается добиться аperiodической формы напряжения на нагрузочной емкости (результаты расчета на рис. 4). При этом при аperiodическом режиме разряда накопительного конденсатора не обеспечивается отсутствие выбросов, искажающих форму напряжения на нагрузочной емкости тестируемого объекта, которые отчетливо видны на рис. 5. Устранения проиллюстрированных искажений можно добиться путем увеличения постоянной времени RC цепочки во вторичной цепи трансформатора, действие которой на форму импульса напряжения видно на рис. 4.

Выводы.

1. Описанные решения, полученные с использованием преобразования Лапласа, могут быть использованы в случае необходимости формирования на емкостной нагрузке импульсов напряжения, близких по форме к аperiodическим, путем регулирования величины активного сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора.

2. Увеличение активного сопротивления первичной обмотки позволяет добиться аperiodического режима разряда накопительного конденсатора. Тем не менее, даже при таком режиме разряда не удается обеспечить аperiodическую форму напряжения на нагрузочной емкости. Один из возможных путей получения на емкостной нагрузке импульсов напряжения, максимально приближенных к аperiodической форме, заключается в увеличении активного сопротивления первичной обмотки до значений, обеспечивающих аperiodический разряд накопительной емкости, с последующим увеличением активного сопротивления вторичной обмотки, для устранения выбросов, искажающих форму напряжения.

3. Негативным следствием описанного подхода к формированию импульсов напряжения является обстоятельство, согласно которому устранение выбросов, искажающих форму напряжения, за счет увеличения активного сопротивления обмоток сопровождается неизбежным уменьшением амплитуды импульса напряжения на емкостной нагрузке.

4. Использование приведенной методики проведения расчетов переходных процессов позволяет осуществлять регулирование активного сопротивления обмоток с целью устранения искажений фронта формируемого на емкостной нагрузке импульса напряжения высокочастотными колебаниями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. Получение стандартных коммутационных аperiodических импульсов высокого и сверхвысокого напряжения для натурных испытаний электроэнергетических объектов // *Электротехника і електромеханіка*. – 2013. – №2. – С. 52-56. doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.10.
2. Баранов М.И., д.т.н., Бочаров В.А., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. Мощные генераторы импульсных напряжений и токов предельных параметров для тестирования силового электроэнергетического оборудования // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2003. – №2. – С. 75-80.
3. Баранов М.И., Буряковский С.Г., Рудаков С.В. Метрологическое обеспечение в Украине испытаний объектов энергетики, авиационной и ракетно-космической техники на стойкость к воздействию импульсов тока (напряжения) ис-

кусственной молнии и коммутационных импульсов напряжения // *Электротехника і електромеханіка*. – 2018. – №5. – С. 44-53. doi: 10.20998/2074-272X.2018.5.08.

4. Иванов В.М. Высоковольтные импульсные трансформаторы с низкой индуктивностью рассеяния // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – №5. – С. 17-20. doi: 10.20998/2074-272X.2010.5.04.

5. Liu Z., Winands G.J.J., Van K., Pemen A.J.M., van Heesch E.J.M. A high-voltage pulse transformer with a modular ferrite core // *Review of Scientific Instruments*. – 2008. – vol.79. – no.1. – pp. 625-630. doi: 10.1063/1.2830943.

6. Bortis D., Biela J., Kolar J. W. Optimal design of a DC reset circuit for pulse transformers // *Proceedings of the IEEE Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 07 (Cat. No.99TH8475)*. – 2007. – pp. 1171-1177. doi: 10.1109/APEX.2007.357663.

7. Lee Li, Chaobing Bao, Xibo Feng, Yunlong Liu, Lin Fochan. Fast switching thyristor applied in nanosecond-pulse high-voltage generator with closed transformer core // *Review of Scientific Instruments*. – 2013. – vol.84. – no.2. – pp. 425-432. doi: 10.1063/1.4792593.

8. Corum J., Daum J. Moore H.L. Tesla coil research. – New Jersey, US army armament research, development and engineering center Publ., 1992. – 38 p.

9. Конторович М.И. Операционное исчисление и нестационарные явления в электрических цепях. – М.: Гостехиздат, 1955. – 277 с.

10. Smith P.W. *Transient electronics. Pulsed circuit technology*. – New-York, John Wiley & Sons Publ., 2011. – 288 p.

11. Батыгин Ю.В., Чаплыгин Е.А., Шиндерук С.А., Сабокарь О.С. Резонанс во вторичном контуре трансформатора Тесла при возбуждении гармоническим напряжением // *Вісник НТУ «ХПІ»*. – 2017. – №30(1252). – С. 21-27.

12. Denicolai M. Optimal performance for Tesla transformers // *Review of Scientific Instruments*. – 2002. – vol.73. – no.9. – pp. 3332-3336. doi: 10.1063/1.1498905.

13. Reed J.L. Note: Tesla transformer damping // *Review of Scientific Instruments*. – 2012. – vol.83. – no.7. – pp. 76101-76103. doi: 10.1063/1.4732811.

14. Ваврів Л.В., Іванов В.М., Марценюк В.С., Мірзоев Р.С. Пристрої для отримання імпульсів високої напруги в електротехнології // *Вісник НТУ «ХПІ»*. – 2017. – №15(1237). – С. 23-30.

REFERENCES

1. Baranov M. I., Koliushko G. M., Kravchenko V. I. Generation of standard switching aperiodic impulses of high and super-high voltage for full-scale tests of electrical power objects. *Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.2, pp. 52-56. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.10.

2. Baranov M.I., Bocharov V.A., Ignatenko N.N., Kolobovskiy A.K. Powerful generators of pulse voltages and currents with top parameters for testing of power electroenergetic equipment. *Electrical engineering & electromechanics*, 2003, no.2, pp. 75-80. (Rus).

3. 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.

4. Ivanov V.M. High voltage pulsed transformers with low leakage inductance. *Electrical engineering & electromechanics*, 2010, no.5, pp. 17-20. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2010.5.04.

5. Liu Z., Winands G.J.J., Van K., Pemen A.J.M., van Heesch E.J.M. A high-voltage pulse transformer with a modular ferrite core. *Review of Scientific Instruments*. 2008, vol.79, no.1. pp. 625-630. doi: 10.1063/1.2830943.

6. Bortis D., Biela J., Kolar J. W. Optimal design of a DC reset circuit for pulse transformers. *Proceedings of the IEEE Twenty-Second Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC 07 (Cat. No.99TH8475)*, 2007, pp. 1171-1177. doi: 10.1109/APEX.2007.357663.

7. Lee Li, Chaobing Bao, Xibo Feng, Yunlong Liu, Lin Fochan. Fast switching thyristor applied in nanosecond-pulse

high-voltage generator with closed transformer core. *Review of Scientific Instruments*. 2013, vol.84, no.2. pp. 425-432. doi: 10.1063/1.4792593.

8. Corum J., Daum J. Moore H. L. *Tesla coil research*. New Jersey, US army armament research, development and engineering center Publ., 1992, 38 p.

9. Kontorovich M.I. *Operatsionnoe ischislenie i nestatsionarnye yavleniia v elektricheskikh tsepiakh* [Operational calculus and non-stationary phenomena in electrical circuits]. Moscow, Gostekhizdat Publ., 1955. 277 p. (Rus).

10. Smith P.W. *Transient electronics. Pulsed circuit technology*. New-York, John Wiley & Sons Publ, 2011. 288 p.

11. Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Shynderuk S.A., Sobokar O.S. Resonance in the secondary circuit of the Tesla transformer excited by the harmonic voltage. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2017, no.30(1252), pp. 21-27. (Rus).

12. Denicolai M. Optimal performance for Tesla transformers. *Review of Scientific Instruments*. 2002, vol.73, no.9. pp. 3332-3336. doi: 10.1063/1.1498905.

13. Reed J.L. Note: Tesla transformer damping. *Review of Scientific Instruments*. 2012, vol.83, no.7. pp. 76101-76103. doi: 10.1063/1.4732811.

14. Vavriv L.V., Ivanov V.M., Martsenyuk V.E., Mirzoev R.S. Devices for obtaining high voltage pulses in electrotechnologies. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2017, no.15(1237), pp. 23-30. (Ukr).

Поступила (received) 25.04.2019

Гурин Анатолий Григорьевич¹, д.т.н., проф.,
Костюков Иван Александрович¹, к.т.н.,
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
e-mail: iakostiukov@gmail.com

A.G. Gurin¹, I.A. Kostyukov¹,

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

The effect of the active resistance of the pulse transformer windings on the parameters of voltage pulses generated on a capacitive load.

Goal. Analysis of the influence of the active resistance of the primary and secondary windings of a pulse transformer on the voltage at the load capacitance based on the developed methodology for the analysis of transients caused by the discharge of the storage capacitance in the primary winding. **Methodology.** A model for calculating transients is developed using the Laplace transform. Transient modeling is carried out in the MATLAB software package. The results of transient calculations are compared with experimental results. **Results.** A method for calculating transients in test installations with pulse transformers has been developed, which allows taking into account the effect of power losses in the primary and secondary windings on the voltage at the load capacitance. The calculated relations are obtained, allowing to take into account the influence of the active resistance of the primary and secondary windings of the transformer on the voltage at the load capacitance, the currents in the primary and secondary windings of the transformer, as well as on the voltage drop on the inductance of the primary winding of the transformer. **Scientific novelty.** A mathematical model is developed for calculating transients in the primary and secondary windings of a pulse transformer, taking into account the influence of the active resistance of the windings when it changes over a wide range of possible values. **Practical value.** Using the proposed technique, it is possible to determine the parameters of the discharge circuit at which test voltage pulses are formed on the load capacitance without distorting the shape of the pulse front. References 14, figures. 5.

Key words: pulse transformer, capacitive load, winding active resistance, test voltage pulse, electrical insulation test.

В.В. Дущенко, В.Г. Маслієв, Р.А. Нанівський, А.О. Маслієв

ЗАСТОСУВАННЯ МАГНІТОРЕОЛОГІЧНИХ ЕЛАСТОМЕРІВ ДЛЯ КЕРУВАННЯ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ СИСТЕМ ПІДРЕСОРИЮВАННЯ КОЛІСНИХ ТРАНСПОРТНИХ ЗАСОБІВ

*Метою роботи є дослідження впливу керування пружними та демпфуючими характеристиками системи підресорювання на основі використання магніторологічних еластомерів на плавність ходу колісних транспортних засобів. Методика. При дослідженнях використано методи: теорії магнітного поля, теорії підресорювання транспортних засобів, теорії планування експерименту, а також пакет *Фетт* для дослідження характеристик магнітного поля та математичне моделювання руху колісних транспортних засобів по нерівностям у середовищі *Delphi*. Результати. Розроблено, досліджено та запатентовано конструкції пружних шарнірів важелів підвіски з магніторологічними еластомерами. Визначено відносні межі зміни модулів пружності та втрат даних шарнірів при здійсненні керування характеристиками підвіски для забезпечення підвищення плавності ходу колісного транспортного засобу. Наукова новизна. Вперше досліджено доцільність застосування магніторологічних еластомерів для керування пружними та демпфуючими характеристиками систем підресорювання колісних транспортних засобів та визначено закони керування, які дозволяють підвищити плавність ходу більше ніж на 40 %; встановлено, що керування модулем втрат в більшій мірі впливає на підвищення плавності ходу, ніж керування модулем пружності. Практична цінність. Розроблено конструкції та визначено відносні межі змін модулів пружності та втрат шарнірів із магніторологічних еластомерів при здійсненні їх керування, що дозволить формувати вимоги до еластомерів при розробці перспективних конструкцій шарнірів для систем підресорювання транспортних засобів. Бібл. 21, рис. 17.*

Ключові слова: магніторологічний еластомер, керуюче магнітне поле, модуль пружності, модуль втрат, колісний транспортний засіб, система підресорювання, пружні шарніри, керування характеристиками підвіски.

*Целью работы является исследование влияния управления упругими и демпфирующими характеристиками системы поддресоривания на основе использования магнитореологических эластомеров на плавность хода колесных транспортных средств. Методика. При исследованиях использованы методы: теории магнитного поля, теории поддресоривания транспортных средств, теории планирования эксперимента, а также пакет *Фетт* для исследования характеристик магнитного поля и математическое моделирование движения колесных транспортных средств по неровностям в среде *Delphi*. Результаты. Разработаны, исследованы и запатентованы конструкции упругих шарниров рычагов подвески с магнитореологическими эластомерами. Определены относительные границы изменения модулей упругости и потерь данных шарниров при осуществлении управления характеристиками подвески для обеспечения повышения плавности хода колесного транспортного средства. Научная новизна. Впервые исследованы целесообразность применения магнитореологических эластомеров для управления упругими и демпфирующими характеристиками систем поддресоривания колесных транспортных средств и определены требования к законам управления, которые позволяют повысить плавность хода более чем на 40 %; установлено, что управление модулем потерь в большей степени влияет на повышение плавности хода, чем управление модулем упругости. Практическая ценность. Разработана конструкция и определены относительные границы изменений модулей упругости и потерь шарниров с магнитореологическими эластомерами при осуществлении их управления, что позволит сформулировать требования к эластомерам при разработке перспективных конструкций шарниров для систем поддресоривания транспортных средств. Библ. 21, рис. 17.*

Ключевые слова: магнитореологический эластомер, управляющее магнитное поле, модуль упругости, модуль потерь, колесное транспортное средство, система поддресоривания, упругие шарниры, управление характеристиками подвески.

Постановка проблеми. Одним з перспективних напрямків подальшого підвищення плавності ходу транспортних засобів (ТЗ) при русі по пересіченій місцевості з високими швидкостями є застосування керування характеристиками їх систем підресорювання (СП). Однак, відомі традиційні рішення керування вузлів СП характеризуються складністю, високою вартістю та ненадійністю, що суттєво стримує їх впровадження на серійних зразках ТЗ. Однією з головних причин цього є незмінність фізико-хімічних властивостей і характеристик традиційних матеріалів, що використовуються у вузлах СП в якості робочого тіла. Можливе вирішення даної проблеми полягає у застосуванні нових, альтернативних, так званих «інтелектуальних» матеріалів (*smart materials*), які можуть змінювати свої властивості під дією зовнішніх керуючих впливів. Зокрема, до них належать і магніторологічні еластомери (МРЕ), модулі пружності та втрат яких можуть змінюватися під впливом керуючого

магнітного поля. Розробка нових технічних рішень керування вузлів СП з метою підвищення плавності ходу ТЗ, спрощення їх конструкції, забезпечення необхідної швидкодії керування при помірному енергоспоживанні є актуальною науковою проблемою, на вирішення якої і направлено представлені наукові дослідження.

Аналіз наукових публікацій. У роботах [1-3] наведено технологію виготовлення МРЕ: до матриці (із звичайної, або силіконової гуми, поліуретану, тощо), додають певну кількість (до 40 % за об'ємом) наповнювача – феромагнітних частинок, наприклад, карбонільного заліза, із розміром від 5 до 40 мкм. Суміш полімеризують при температурі близько 150 °С. Якщо даний процес відбувається під дією магнітного поля, то отримують МРЕ із анізотропними властивостями. Без поля – отримують ізотропний МРЕ.

© В.В. Дущенко, В.Г. Маслієв, Р.А. Нанівський, А.О. Маслієв

У роботі [4] експериментально доведено, що при гармонічних деформаціях зразків із МРЕ з частотами 1...50 Гц, прикладення магнітного поля збільшує у рази їх демпфіруючі властивості.

У роботі [5] досліджено вплив магнітного поля на зразки із МРЕ при частоті деформацій 10 Гц. Демпфіруючі властивості збільшувалися в межах від 4 до 18 разів, в залежності від розміру і концентрації магнітних частинок та величини індукції накладеного магнітного поля. Насичення МРЕ відбувалося при 600...800 мТл.

У роботі [6] досліджено демпфер, що створений на основі МРЕ, та призначений для віброзахисту прецизійного обладнання. Доведено, що швидкодія демпфера, яка склала 0,5 с, залежить від часу перехідних процесів в МРЕ. Швидкодія може регулюватися шляхом зміни сили струму в котушці керування.

У роботі [7] проведено порівняльну оцінку різних типів демпферів для прецизійного обладнання, у тому числі і на основі МРЕ, та доведено його переваги. Ефективність демпфірування зростає із збільшенням об'ємної концентрації у МРЕ магнітних часток.

У роботі [8] досліджено зразки із МРЕ, матрицю якого виконано з натурального каучуку, а наповнювачем обрано карбонільне залізо (11 % за об'ємом) із частками розміром 3,5 мкм. Матриця полімеризувалася під дією зовнішнього магнітного поля до 1 Тл, для отримання анізотропних властивостей МРЕ. Також досліджувався зразок з ізотропними властивостями. У зразків з більш анізотропними властивостями приріст модуля зсуву при накладенні керуючого магнітного поля (0...600 мТл), збільшувався швидше.

У роботі [9] виявлено збільшення модуля зсуву у зразках із МРЕ на основі натуральної гуми до 130 %, а на основі силіконової гуми набагато більше.

У роботі [10] досліджено зразки з МРЕ із вмістом карбонільного заліза до 40 % (за об'ємом) з розміром часток 1...10 мкм. Доведено, що при зростанні об'ємної концентрації часток наповнювача ефективність поглинання енергії коливань демпфером зростає. Підтверджена можливість регулювання жорсткості демпфера із МРЕ за допомогою керуючого струму.

Аналіз наведених робіт показує, що діапазон змін модулів пружності і втрат МРЕ під дією магнітного поля надає перспективу їх застосування у системах керування характеристиками СП колісних ТЗ, але дослідження магнітних і механічних властивостей МРЕ знаходяться ще на початковій стадії:

- досліджено зразки в основному невеликих розмірів та їх малі деформації: оскільки для отримання необхідного ефекту необхідно реалізувати магнітне поле близько 1 Тл, то зразки із МРЕ виконувалися з розміром у напрямку дії вектора магнітної індукції не більше за 1 мм. Відповідно, дослідження характеристик відповідають зразкам з такими параметрами;

- недостатньо досліджено швидкодія процесів керування, та її залежить від співвідношення в'язкісних та пружних властивостей МРЕ;

- недостатньо досліджено співвідношення зростання модуля пружності та модуля втрат від дії магнітного поля.

Тому, **метою роботи** є дослідження впливу керування пружними та демпфіруючими характеристиками СП на основі використання МРЕ на плавність ходу колісних ТЗ.

Задачі, які треба вирішити для досягнення мети:

- виготовити зразки з МРЕ з параметрами, які придатні для досліджень та використання у СП;

- розробити та створити стенд для досліджень впливу магнітного поля на пружні та демпфіруючі характеристики зразків з МРЕ;

- розробити та створити на сучасному рівні вимірювальну апаратуру для досліджень;

- провести експериментальні дослідження в умовах стенду впливу магнітного поля на статичні та динамічні характеристики зразків з МРЕ, у тому числі на швидкодію керування та співвідношення модулів пружності і втрат при дії керуючого магнітного поля;

- розробити конструкцію вузла із керуючим пристроєм на основі МРЕ для шарніра важеля СП;

- шляхом комп'ютерного моделювання провести порівняльні дослідження плавності ходу серійного колісного ТЗ з таким, що обладнано системою керування на основі використання МРЕ у СП;

- розробити рекомендації щодо використання МРЕ для керування пружними та демпфіруючими характеристиками СП колісних ТЗ.

Методика проведення досліджень. В загальному випадку СП колісних ТЗ має у своєму складі пружні елементи, демпфіруючі пристрої (амортизатори) та направляючі пристрої у вигляді важелів, які поєднують колеса через пружні гумові шарніри із корпусом ТЗ. Жорсткість та демпфіруючі властивості даних шарнірів впливають на характеристики підвіски, а отже, і на плавність ходу ТЗ.

Таким чином, шляхом заміни у шарнірах гуми на МРЕ, можна реалізувати керування пружними і демпфіруючими характеристиками підвіски у цілому.

Схему двохважільної підвіски колісного ТЗ наведено на рис. 1, де пружні шарніри 4 важелів виконано із МРЕ. З метою керування їх пружними та демпфіруючими властивостями, на торцях шарнірів розміщено електромагніти, які створюють керуюче магнітне поле.

Для обчислення магнітної індукції, дослідження рівномірності розподілу магнітного поля у втулках із МРЕ шарнірів 4, та вибору їх раціональної конструкції, було застосовано програмний пакет Femm. Кінцево-елементна сітка створювалася у автоматичному режимі з можливістю її корегування для уточнення результатів досліджень.

Вихідними даними для досліджень були креслення пружної втулки, фізичні характеристики матеріалів складових магнітного ланцюга та магніторушійна сила, що створювалася струмом, який живить котушку. Криві намагнічування для обраних комерційно доступних марок сталей і МРЕ наведено на рис. 2, 3 відповідно до [11, 12].

З метою запобігання перегріву було встановлено обмеження на величину щільності струму у дроті котушки $< 10 \text{ А/мм}^2$, при терміні дії $< 10 \text{ с}$.

Було розглянуто та досліджено декілька варіантів конструкцій пружного шарніра із МРЕ, [10, 13-15]. Найбільш раціональним з точки зору технології виготовлення, можливості розміщення та ремонтпридатності було обрано варіант [15], який показаний на рис. 4.

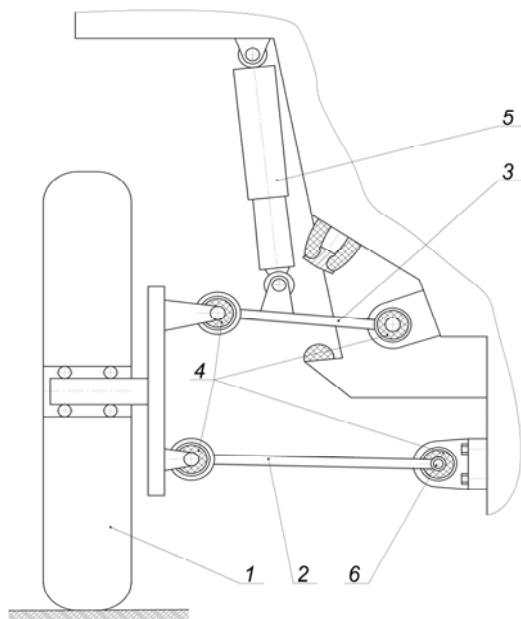


Рис. 1. Схема двохважільної підвіски ТЗ: 1 – колесо; 2 – нижній важіль; 3 – верхній важіль; 4 – пружні шарніри із МРЕ з електромагнітами керування; 5 – демпфіруючий пристрій (гідроамортизатор); 6 – пружний елемент (торсіон)

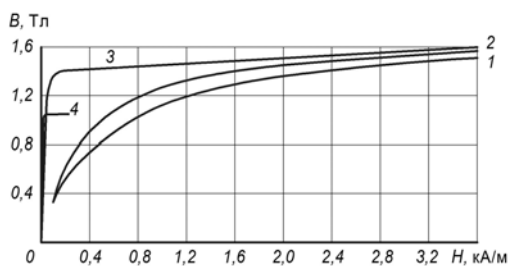


Рис. 2. Криві намагнічування: 1 – лита сталь; 2 – електротехнічна сталь E11; 3 – листовая сталь; 4 – пермалой

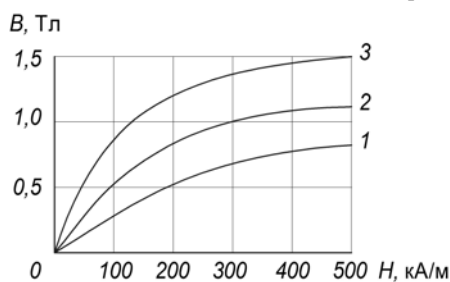


Рис. 3. Криві намагнічування: 1 – МРЕ із вмістом за об'ємом 20 % карбонільного заліза; 2 – МРЕ із вмістом карбонільного заліза 40 % за об'ємом; 3 – чистий порошок карбонільного заліза

Результати дослідження з використанням програмного пакету Femm, довели, що для забезпечення найбільше рівномірного розподілу магнітної індукції у торцевому 4 та радіальному 6 пружних елементах, що виготовлені із МРЕ, (рис. 4), одну з поверхонь у кожного з них треба виконати у вигляді конуса.

Варіювання величиною кутів нахилу утворюючих конусів до осі торсіону 7, дозволило отримати їх

раціональні значення, при яких магнітна індукція у торцевому 1 та радіальному 2 пружних елементах із МРЕ розподілялася достатньо рівномірно, а відхилення від середнього значення в межах 10 %, (рис. 5).

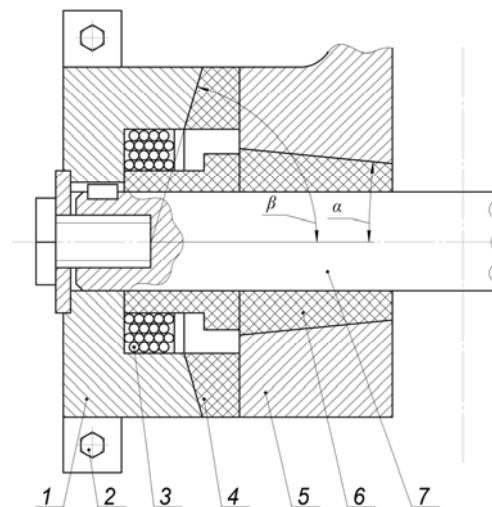


Рис. 4. Конструкція шарніра з МРЕ: 1 – кронштейн; 2 – болти кріплення до корпусу машини; 3 – котушка; 4 – торцевий пружний елемент із МРЕ; 5 – важіль підвіски; 6 – радіальний пружний елемент із МРЕ; 7 – торсіон

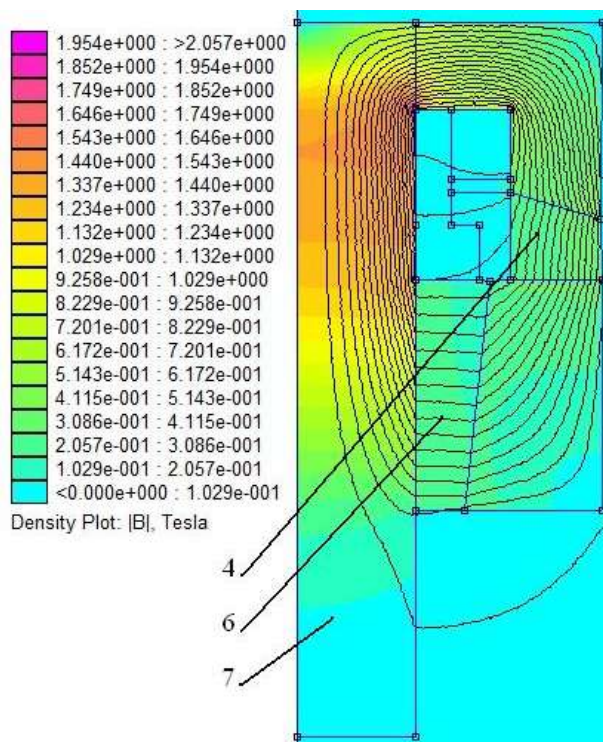
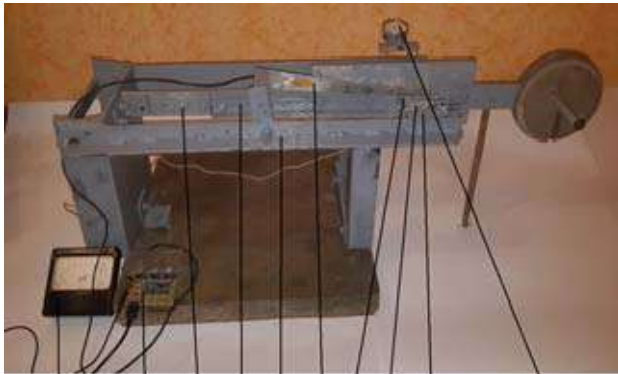


Рис. 5. Результати досліджень розподілу магнітного поля: 4 – торцевий пружний елемент із МРЕ; 6 – радіальний пружний елемент із МРЕ; 7 – торсіон (нумерація позицій – згідно до рис. 4)

За прийнятними габаритними параметрами шарніра та його котушки 3 (рис. 4), величина припустимої (за нагріванням) магніторушійної сили склала $F = 1500$ А. Це дозволило отримати магнітну індукцію у пружних елементах 4 і 6 в межах $B = 0,5 \dots 0,6$ Тл, (рис. 5). Згідно до [18], модуль пружності та коефіцієнт жорсткості мали збільшитися на 25 %, а коефіцієнт демпфування – на 18 %, що недостатньо для досягнення по-

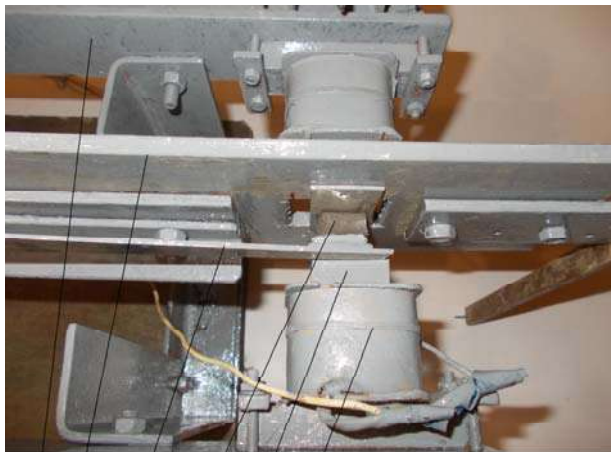
ставленої мети досліджень. Тим не менш, у інших джерелах стверджується, що це підвищення може бути суттєво більшим [4, 9]. Причина даної суперечливості полягає в тому, що відносна магнітна проникність МРЕ невелика: при 40 % карбонільного заліза за об'ємом і $B = 0 \dots 0,5$ Тл, $\mu_r \approx 10$, а в при $B = 0,5 \dots 1$ Тл вона ще зменшується до $\mu_r \approx 4$ (рис. 3).

У свою чергу, в роботі [19] рекомендовано підвищувати магнітну проникність для практичного використання МРЕ. Таким чином, дана суперечливість потребує ретельної експериментальної перевірки, яку і було проведено на спеціально розробленому стенді, що показаний на рис. 6 [16, 17].



1 2 9 8 7 6 5 3 4 10

а



7 8 6 5 4 3

б

Рис. 6. Стенд для досліджень механічних характеристик зразків із МРЕ (а) та вузол, де встановлено зразки з МРЕ (б): 1 – амперметр; 2 – тензопідсилювач з аналого-цифровим перетворювачем (АЦП); 3 – котушки для збудження магнітного потоку; 4 – осереддя котушок; 5 – пружні зразки із МРЕ, що досліджуються; 6 – прогиномір з тензорезисторами; 7 – магнітопровід; 8 – жорстка лінійка; 9 – гнучка пластина із немагнітного матеріалу; 10 – годинниковий індикатор

Даний стенд дозволяє проводити широкий спектр досліджень впливу магнітного поля на модулі пружності, зсуву та втрат зразків з МРЕ. При цьому практично виключено вплив таких сторонніх факторів, як гравітаційна сила тяжіння та сили тяжіння електромагнітів, а замкнений магнітний ланцюг із феромагнетиків буде збільшувати потік магнітної індукції, (рис. 7). Для до-

сліджень було використано метод електротензометрії, вимірювальні прилади створювалися на базі сучасних мікропроцесорних технологій (рис 8).

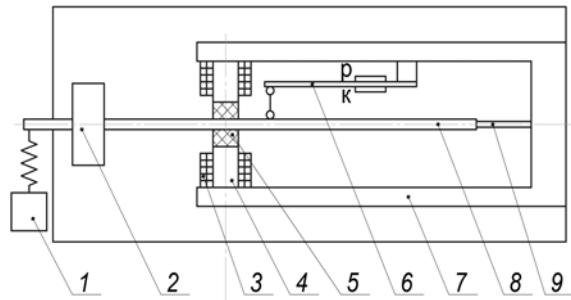
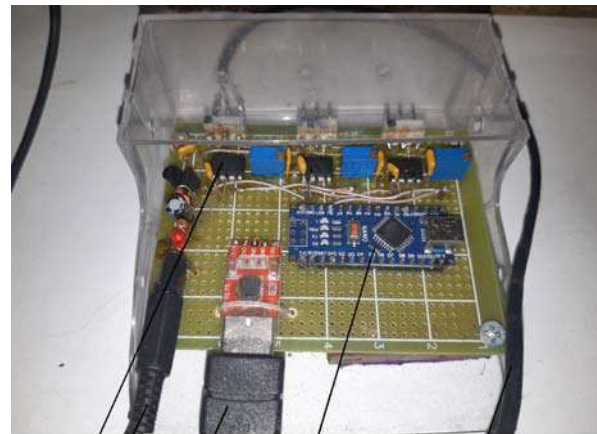


Рис. 7. Схема стенду для досліджень зразків із МРЕ: 1 – механічний ексцентриковий вібратор (частотний діапазон 0 ... 20 Гц; амплітуда коливань 1 мм); 2 – маса, що коливається; 3 – котушки для збудження магнітного потоку; 4 – осереддя котушок; 5 – пружні зразки із МРЕ, що досліджуються; 6 – прогиномір з тензорезисторами (р – робочий, к – компенсаційний); 7 – магнітопровід; 8 – жорстка лінійка; 9 – гнучка пластина із немагнітного матеріалу



1 2 3 4 5

Рис. 8. Вимірювальний пристрій: 1 – аналогові підсилювачі струму від тензорезисторів; 2 – обчислювач; 3 – екранований кабель; 4 – USB роз'єм виходу цифрованого сигналу до комп'ютера; 5 – кабель живлення

Частотний діапазон вимірювального пристрою, в межах якого коефіцієнт підсилення мав відхилення у межах $\pm 1,5$ %, складав 0...20 Гц. Схему вимірювального каналу наведено на рис. 9.

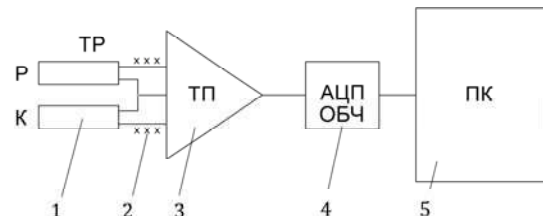


Рис. 9. Схема вимірювального каналу: 1 – ТР – тензорезистори прогиноміру (р – робочий, к – компенсаційний); 2 – екранований кабель; 3 – аналоговий тензопідсилювач AD 625; 4 – обчислювач АТМЕГА 328 з АЦП; 5 – персональний комп'ютер

Досліджувалися зразки 5 (рис. 7) у формі кілець із зовнішнім діаметром 20 мм, товщиною 10 мм та центральним отвором з діаметром 6 мм, які виготовлялися із МРЕ по відомій технології [6].

В якості матриці МРЕ використовувалася силіконова гума. Вміст карбонільного заліза за об'ємом обрано 40 %, розмір магнітних частинок 5...10 мкм.

Для створення анізотропної структури МРЕ полімеризація матеріалу зразків проводилася у термошафі при 160 °С упродовж 2 годин та при наявності магнітного поля $B = 0,6$ Тл, вектор якого спрямовувався до поверхонь зразків у тому ж напрямку, у якому буде спрямовано вектор магнітної індукції керуючого магнітного поля дослідження (зادля отримання його більшого впливу на характеристики [6]).

Перед початком вимірювань та після їх завершення проводилася пряма калібровка вимірювального каналу шляхом зміщення жорсткої лінійки 8 у один та другий бік за допомогою пружного динамометра, що викликало деформування зразків 5, які вимірювалися годинниковим індикатором 10 (рис. 6). Було отримано масштабний коефіцієнт $K = 0,067$.

Аналіз статичних характеристик показав, що індукція керуючого магнітного поля $B = 0,6$ Тл викликала зростання коефіцієнту жорсткості у 1,75, а коефіцієнта демпфірування – у 4,4 рази (коефіцієнт жорсткості обчислено при найбільших значеннях F та x , а коефіцієнт демпфірування – за площинками петель гістерезису). Отже, демпфірування у зразках зростало майже вчетверо швидше, ніж їх жорсткість (рис. 10).

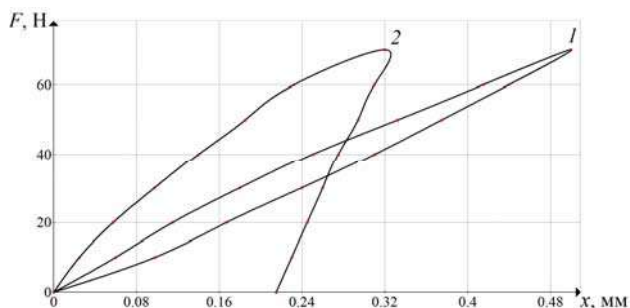


Рис. 10. Статичні характеристики навантаження зразків із МРЕ: 1 – без магнітного поля; 2 – магнітне поле $B = 0,6$ Тл

Таким чином, отримані результати відрізняються від наведених у [18], але не суперечать відомим дослідженням, а уточнюють їх. Це підтверджує, що технологію виготовлення МРЕ та напрямок досліджень нами обрано правильними.

При проведенні динамічних випробувань коливання збуджувалися механічним вібратором 1, який через пружину передавав гармонічну силу до жорсткої лінійки 8 і розгойдував її разом із масою 2 до отримання резонансних амплітуд.

На рис. 11, 12 наведено осцилограми власних коливань маси 2 на пружних зразках 5 із МРЕ.

Аналіз осцилограм показав, що при включенні керуючого магнітного поля стала часу зменшувалася з 1,48 с до 0,78 с, тобто швидкість затухання коливань поліпшувалася. Перехідний процес практично завершувався через $3 \cdot 0,78 = 2,34$ с.

При цьому, спостерігалася зростання коефіцієнту жорсткості зразків близько на 25 %, що викликало зростання частоти власних коливань з 2,5 до 2,7 Гц, тобто на 8 %. Коефіцієнт демпфірування збільшився на 118 % (з 0,038 до 0,083), тобто в 4,7 рази більше за

коефіцієнт жорсткості. Це наближено до результатів статичних випробувань, та відомими дослідженнями [4, 18].

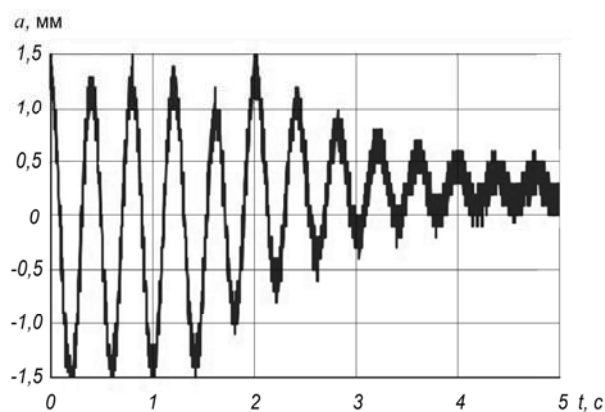


Рис. 11. Осцилограма коливань маси 2 на зразках 6 за відсутності керуючого магнітного поля

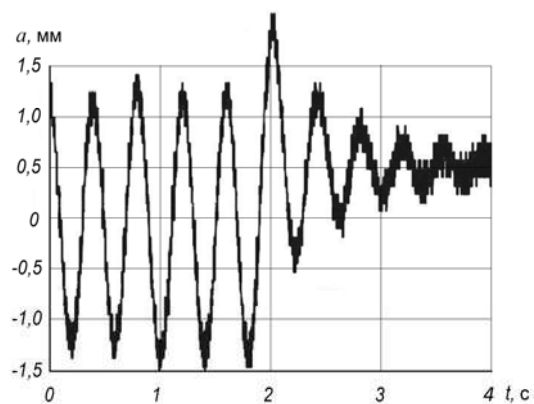


Рис. 12. Осцилограма коливань маси 2 на зразках 6 за наявності керуючого магнітного поля $B = 0,6$ Тл

На рис. 13 наведено зразок осцилограми вимушених (близьких до резонансних) коливань маси 2.

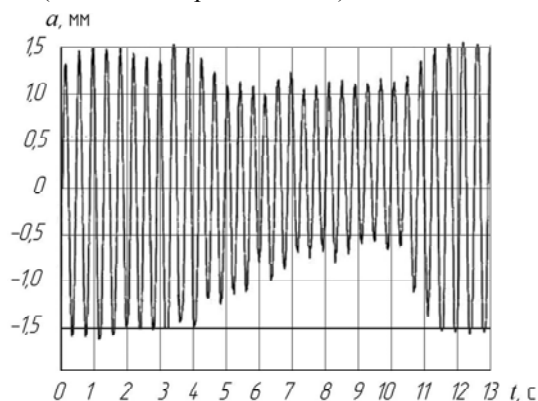


Рис. 13. Осцилограма вимушених коливань маси 2 на пружних зразках 5 із МРЕ при режимах «відсутності – включенні – відсутності» керуючого магнітного поля

За допомогою вібратора 1 система вводилася у режим резонансних коливань, а потім до котушок 3 (рис. 7) подавався струм, який створював керуюче магнітне поле з індукцією $B = 0,6$ Тл. При цьому амплітуди коливань зменшувалися вдвічі завдяки збільшенню демпфірування у пружних зразках 5 із МРЕ.

Після відключення магнітного поля система поверталася до режиму резонансних коливань, а їх амплітуди знову зростали.

літуди зростали вдвічі, тобто до початкової величини. Тривалість перехідних процесів склала близько 2,3 с.

Для подальшого зменшення амплітуд коливань необхідно збільшувати магнітну індукцію керуючого поля. Щоб запобігти зростанню втрат на нагрівання, це доцільно здійснювати не за рахунок підвищення струму в котушках, а шляхом створення МРЕ з підвищеною магнітною проникністю.

За результатами проведених досліджень шарнірів з МРЕ отримано 4 патенти України [14, 15, 17, 20].

Для теоретичного обґрунтування рекомендацій щодо практичного застосування отриманих результатів, було проведено порівняльні дослідження плавності ходу двох колісних ТЗ: серійного і такого ж, але обладнаного системою керування характеристиками СП на основі використання шарнірів з МРЕ у важелях підвіски (рис. 1 та рис. 4).

Плавність ходу даних ТЗ досліджувалася методом комп'ютерного моделювання їх руху по синусоїдальним дорожнім профілям нерівностей, відповідно до прийнятої у галузі методики, шляхом розрахунку і побудови швидкісних характеристик СП [21]. Дані характеристики являють собою залежності висоти нерівностей h (прохідна висота), яку ТЗ здатен подолати з вертикальними пришвидшеннями у місцях розташування людей не більшими за $3g$, ($29,43 \text{ м/с}^2$), що обумовлено ергономічними вимогами, від швидкості руху. Швидкісні характеристики розраховуються для трьох довжин нерівностей: $1,5L$, $2L$, та $2,5L$, де L – база машини.

Швидкісним характеристикам притаманні зони резонансів, коли частоти власних коливань підресованого корпусу ТЗ співпадають з частотою збурень від нерівностей. Прохідна висота нерівностей, що відповідає резонансу, має найменше значення, і зветься мінімальною прохідною висотою нерівностей. Відповідно до сучасних вимог щодо плавності ходу ТЗ високої прохідності, рівень мінімальних прохідних висот нерівностей повинен складати не менше ніж $0,19...0,24 \text{ м}$, в залежності від заданої середньої швидкості руху на місцевості.

Для запобігання перегріву електромагнітів, керування характеристиками СП буде застосовуватися лише при подоланні ділянок місцевості з важкими дорожніми умовами, що зазвичай мають протяжність $30...50 \text{ м}$, і на подолання яких буде витрачатися час не більше 10 с , при збереженні швидкості руху.

Для проведення досліджень було використано експериментально перевірену математичну модель руху колісного ТЗ [21], яку було доопрацьовано відповідно до застосування системи керування, та реалізовано у середовищі Delphi.

Проведемо оцінку впливу характеристик пружних шарнірів СП серійного ТЗ на плавність ходу.

З рис. 14 випливає наступне. У випадку, коли модуль втрат шарнірів дорівнює нулю, криві 2, спостерігається зниження мінімальних прохідних висот нерівностей на усіх резонансних швидкостях руху, які приблизно дорівнюють $6,6 \text{ м/с}$, $8,9 \text{ м/с}$ та 11 м/с , відповідно для нерівностей довжиною $1,5L$, $2L$ та $2,5L$.

Дане зниження відбувається з рівня $0,12...0,14 \text{ м}$ до рівня $0,09 \text{ м}$, тобто плавність ходу погіршується на $25...36 \%$.

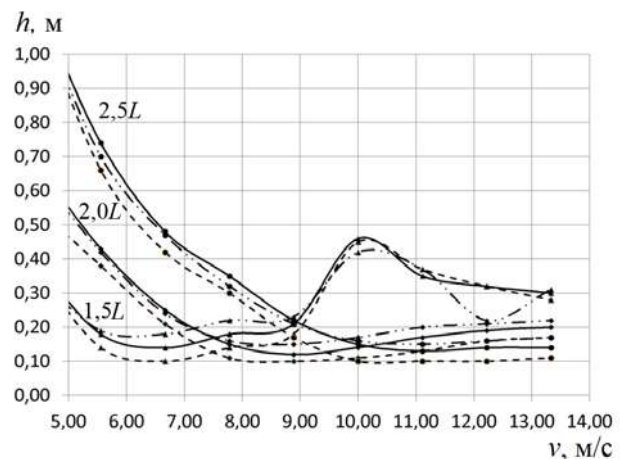


Рис. 14. Швидкісні характеристики СП: оцінка впливу пружних гумових шарнірів підвіски:

- 1 – шарніри з вихідними характеристиками;
- ... 2 – модуль втрат шарнірів дорівнює нулю;
- · - 3 – модуль пружності шарнірів дорівнює нулю

Погіршення відбувається і на дорезонансних швидкостях для усіх довжин нерівностей. На зарезонансних швидкостях плавність руху погіршується на нерівностях довжиною $2L$ і $2,5L$ і залишається незмінною на нерівностях довжиною $1,5L$.

У свою чергу, варіант «модуль пружності шарнірів дорівнює нулю», криві 3, призводить до підвищення мінімальних прохідних висот нерівностей на резонансних швидкостях руху з рівня $0,12...0,14 \text{ м}$ до рівня $0,14...0,17 \text{ м}$, тобто плавність ходу покращується на $17...21 \%$. При цьому, на дорезонансних швидкостях плавність ходу незначно погіршується, а на резонансних – покращується, на нерівностях довжиною $2L$ і $2,5L$, та погіршується на $1,5L$.

Таким чином, характеристики пружних шарнірів важелів СП ТЗ вагомо впливають на його плавність ходу, і застосувавши керування їх модулями втрат та пружності на основі використання МРЕ, можна суттєво підвищити якість підресорювання.

З метою скорочення кількості керуючих електромагнітів та спрощення конструкції підвіски, у подальших дослідженнях було розглянуто застосування керування характеристиками шарнірів з МРЕ лише нижніх важелів підвіски, які сполучено із торсіонами.

На рис. 15 наведено результати дослідження впливу керування модулем пружності даних шарнірів із МРЕ. З графіків випливає, що при варіанті «модуль пружності дорівнює нулю», криві 2, на резонансних швидкостях руху мінімальні прохідні висоти нерівностей збільшуються з рівня $0,12...0,14 \text{ м}$ до рівня $0,13...0,15 \text{ м}$. При цьому плавність ходу на дорезонансних швидкостях практично не змінюється для усіх довжин нерівностей, а на зарезонансних швидкостях плавність ходу незначно покращується на нерівностях довжиною $2L$ і $2,5L$ та погіршується на $1,5L$.

У разі збільшення модуля пружності даних шарнірів у 5 разів (криві 3) мінімальні прохідні висоти нерівностей на резонансних швидкостях руху змен-

шуються з рівня 0,12...0,14 м до рівня 0,09 м. При цьому плавність ходу на дорезонансних швидкостях збільшується для усіх довжин нерівностей, а на зарезонансних швидкостях погіршується на усіх нерівностях, а особливо довжиною 1,5L. При збільшенні модуля пружності у 10 разів (криві 4) плавність ходу погіршується практично на усіх швидкостях руху і довжинах нерівностей.

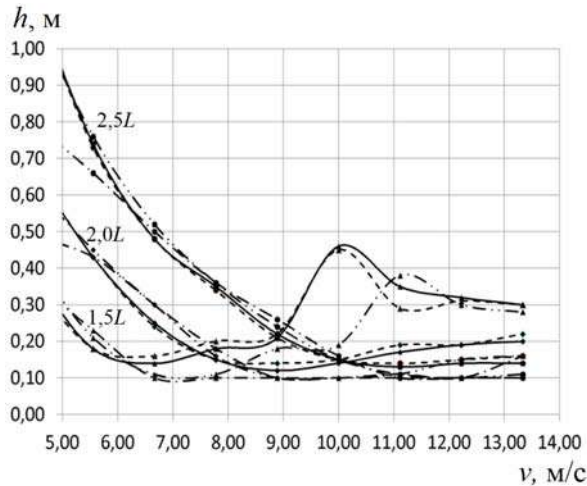


Рис. 15. Швидкісні характеристики СП: оцінка впливу керування модулем пружності шарнірів із МРЕ, (модуль втрат має вихідне значення):
 — 1 – вихідне значення модуля;
 - - - 2 – модуль дорівнює нулю;
 - · - · 3 – модуль збільшено у 5 разів;
 - - - - 4 – модуль збільшено у 10 разів

На рис. 16 наведено результати дослідження впливу керування модулем втрат шарнірів з МРЕ, з яких випливає, що у разі, коли модуль втрат дорівнює нулю, криві 2, мінімальні прохідні висоти нерівностей, на резонансних швидкостях руху зменшуються з рівня 0,12...0,14 м до рівня 0,10...0,11 м. При цьому плавність ходу погіршується на усіх швидкостях руху і довжинах нерівностей.

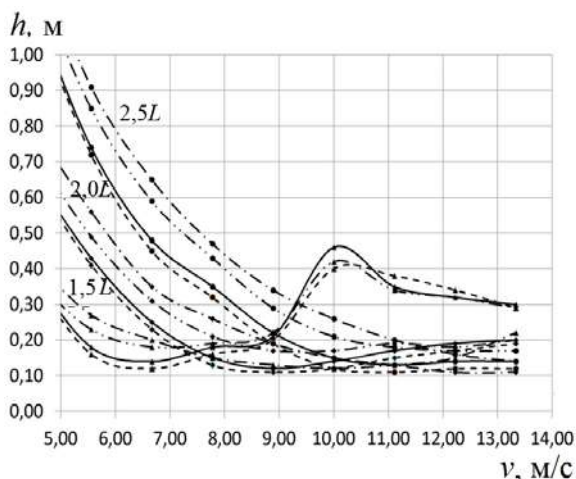


Рис. 16. Швидкісні характеристики СП: оцінка впливу керування модулем втрат шарнірів (модуль пружності має вихідне значення):
 — 1 – вихідне значення модуля;
 - - - 2 – модуль дорівнює нулю;
 - · - · 3 – модуль збільшено у 5 разів;
 - - - - 4 – модуль збільшено у 10 разів

При збільшенні модуля втрат даних шарнірів у 5 разів (криві 3) мінімальні прохідні висоти нерівностей на резонансних швидкостях руху збільшуються з рівня 0,12...0,14 м до рівня 0,17...0,18 м, тобто на 28,6...41,7 %, що впритул наближається до рівня сучасних вимог (0,19...0,24 м). На дорезонансних швидкостях руху плавність ходу покращується на усіх довжинах нерівностей, а на зарезонансних – покращується на нерівностях довжиною 2L і 2,5L та незначно погіршується на нерівностях довжиною 1,5L.

При збільшенні модуля втрат у 10 разів (криві 4) на резонансних швидкостях руху мінімальні прохідні висоти нерівностей незначно знижуються з рівня 0,12...0,14 м до рівня 0,12...0,13 м. На дорезонансних швидкостях руху плавність ходу істотно покращується на усіх довжинах нерівностей, на зарезонансних швидкостях плавність ходу незначно погіршується на нерівностях довжиною 2L і 2,5L і суттєво погіршується на нерівностях довжиною 1,5L.

На рис. 17, 18 наведено результати дослідження впливу спільного керування модулями втрат та пружності шарнірів з МРЕ нижніх важелів підвіски на плавність ходу ТЗ.

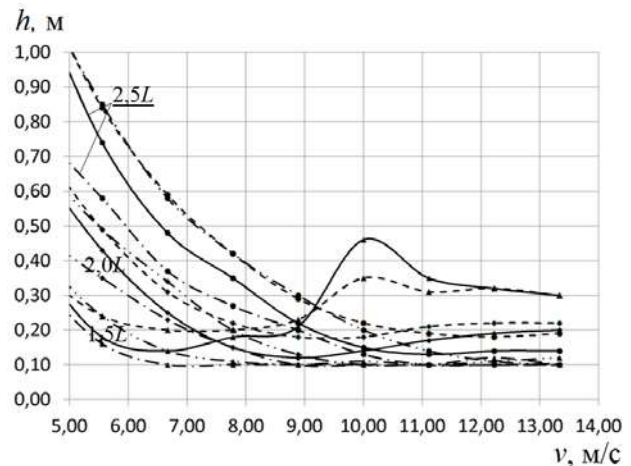


Рис. 17. Швидкісні характеристики СП: оцінка впливу спільного керування модулями втрат та пружності шарнірів нижніх важелів:
 — 1 – вихідне значення модулів втрат та пружності;
 - - - 2 – модуль втрат збільшено у 5 разів, модуль пружності дорівнює нулю;
 - · - · 3 – модулі втрат і пружності збільшено у 5 разів;
 - - - - 4 – модуль втрат збільшено у 5 разів, модуль пружності збільшено у 10 разів

Відповідно до рис. 17, для варіанта «модуль втрат збільшено у 5 разів, модуль пружності дорівнює нулю», криві 2, мінімальні прохідні висоти нерівностей, підвищуються з рівня 0,12...0,14 м до рівня 0,17...0,19 м, тобто на 35,7...41,7 %, що є близьким до рівня сучасних вимог (0,19...0,24 м).

Варіант «модулі втрат і пружності збільшено у 5 разів» (криві 3) дозволяє суттєво (до 43 %) підвищити плавність ходу на дорезонансних швидкостях руху на усіх довжинах нерівностей.

Варіант «модуль втрат збільшено у 5 разів, модуль пружності збільшено у 10 разів» (криві 4) призводить до погіршення плавності ходу в усьому діапазоні швидкостей, на усіх довжинах нерівностей.

З графіків, наведених на рис. 18, випливає, що зростання модуля втрат у 10 разів (графік 2) призводить до покращення плавності ходу на нерівностях довжиною $1,5L$ на дорезонансних швидкостях, та погіршенню – на зарезонансних швидкостях руху. Цей варіант забезпечує зростання мінімальних прохідних висот нерівностей (на швидкості 9 м/с) з рівня 0,12...0,14 м лише до рівня 0,13...0,14 м, тобто гірше, ніж у попередньому випадку.

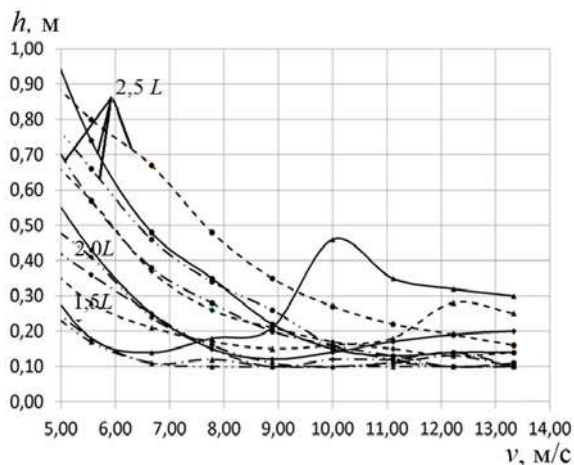


Рис. 18. Швидкісні характеристики СП: оцінка впливу спільного керування модулями втрат та пружності шарнірів нижніх важелів:

- 1 – вихідне значення модулів;
- 2 – модуль втрат збільшено у 10 разів, модуль пружності дорівнює нулю;
- · - · - 3 – модуль втрат збільшено у 10 разів, модуль пружності збільшено у 5 разів;
- · — · — 4 – модулі втрат і пружності збільшено у 10 разів

Варіанти «модуль втрат збільшено у 10 разів, модуль пружності збільшено у 5 разів» (графік 3) та «модулі втрат і пружності збільшено у 10 разів» (графік 4) демонструють, що таке збільшення модулів призводить до суттєвого погіршення плавності ходу в усьому діапазоні швидкостей та нерівностей.

Обговорення результатів. Аналіз графіків, які представлено на рис. 14, доводить, що характеристики пружних шарнірів важелів СП ТЗ вагомо впливають на його плавність ходу і керування їх модулями втрат та пружності доцільно впроваджувати на ТЗ. З метою зниження енергоспоживання та запобігання перегріву вузлів, дане керування доцільне на резонансних швидкостях руху при подоланні ділянок місцевості з важкими дорожніми умовами, без зменшення швидкості руху.

Доцільним є керування у більшій мірі модулем втрат, ніж модулем пружності, бо збільшення останнього може призвести до погіршення плавності ходу. Необхідно створювати МРЕ із властивостями, при яких, у разі керування, збільшення модуля втрат не супроводжується зростанням модуля пружності.

Проведені експериментальні дослідження дозволили збільшити модуль втрат у зразках МРЕ лише вдвічі, однак розрахункові дослідження показали бажаність його 5-кратного збільшення. Вирішити дану проблему можливо або шляхом збільшення кількості керованих шарнірів, встановивши їх і на верхніх ва-

желях підвіски, або застосувавши іншу технологію виготовлення МРЕ, яка забезпечить п'ятикратне збільшення модуля втрат під дією магнітного поля з індукцією до 1,5 Тл.

Отримані значення збільшення (відносно серійного ТЗ) модулів втрат і пружності та побудовані швидкісні характеристики СП дозволяють розробити вимоги до законів керування характеристиками шарнірів з МРЕ, в залежності від режиму руху (дорезонансного, резонансного або зарезонансного) та довжини нерівностей.

Сформулюємо ці вимоги до законів керування характеристиками пружних шарнірів з МРЕ у СП:

- керування доцільно реалізувати тільки на резонансних швидкостях руху ТЗ;
- здійснювати керування доцільно виключно модулем втрат МРЕ шарнірів важелів СП;
- збільшувати модуль втрат рекомендується не більше, ніж у 5 разів;
- процеси керування повинні відбуватися не довше за 10 с, та мати прийнятні паузи в часі між ними.

Висновки та рекомендації.

1. Вперше виготовлено зразки із магніореологічних еластомерів з параметрами, які придатні для використання у шарнірах важелів систем підресорювання транспортних засобів.

2. Розроблено оригінальний стенд, на якому досліджено статичні характеристики жорсткості та демпфірування виготовлених зразків. Встановлено, що керуюче магнітне поле у більшій мірі впливає на модуль втрат, ніж на модуль пружності. Вперше показано, що індукція $B = 0,6$ Тл керуючого магнітного поля викликає збільшення коефіцієнта жорсткості (та модуля пружності) на 25 %, що викликало зростання частоти власних коливань з 2,5 до 2,7 Гц, (на 8 %). Коефіцієнт демпфірування при цьому збільшився на 118 % (з 0,038 до 0,083), тобто в 4,7 рази більше за коефіцієнт жорсткості.

3. У процесі динамічних випробувань на розробленому стенді, за допомогою виготовленої сучасної вимірювальної апаратури, вперше виявлено, що при включенні керуючого магнітного поля стала часу вільних коливань маси на пружних елементах із магніореологічних еластомерів зменшилася з 1,48 до 0,78 с. Перехідний процес практично завершувався за 2,34 с. Амплітуди резонансних коливань маси на пружних елементах із магніореологічних еластомерів при включенні керуючого магнітного поля $B = 0,6$ Тл, зменшуються вдвічі за 2,34 с.

4. Розроблено та запатентовано оригінальні конструкції керованого пружного шарніру з магніореологічних еластомерів та пристроєм для створення керуючого магнітного поля. Визначено параметри, які забезпечили рівномірний (в межах 10 %) розподіл магнітної індукції в перерізах шарнірів. Для досягнення магнітної індукції у магніореологічному еластомері на рівні 0,6 Тл, визначено величину магніторушійної сили (15 кА), обрано щільність струму у котушці пристрою ≤ 10 А/мм², при терміні роботи до 10 с.

5. Сформульовано вимоги щодо законів керування, які дозволяють підвищити плавність ходу транспорт-

них засобів в залежності від швидкості та довжини нерівностей більше ніж на 40 %.

6. Вперше встановлено, що керування модулем втрат шарнірів з магніторологічних еластомерів підвіски транспортних засобів в більшій мірі впливає на підвищення плавності ходу, ніж керування їх модулем пружності.

7. Визначено раціональні межі відносної зміни модуль втрат шарнірів з магніторологічних еластомерів (не більше ніж у 5 разів) при здійсненні їх керування; рекомендовано їх використовувати при формулюванні вимог до магніторологічних еластомерів, та розробці конструкцій керованих вузлів систем підресорювання.

8. За результатами проведених досліджень на спосіб керування, конструкції шарнірів з магніторологічних еластомерів та підвіску отримано 4 патенти України.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Ginder J.M., Nichols M.E., Elie L.D., Tardiff J.L. Magnetorheological elastomers: properties and applications // *Proceeding of SPIE*. – 1999. – vol.3675. – pp. 131-138.
2. Lokander M., Stenberg B. Performance of isotropic magnetorheological rubber materials // *Polymer Testing*. – 2003. – vol.22. – no.3. – pp. 245-251. doi: **10.1016/s0142-9418(02)00043-0**.
3. Jolly M.R., Carlson J.D., Muñoz B.C., Bullions T.A. The magnetoviscoelastic response of elastomer composites consisting of ferrous particles embedded in a polymer matrix // *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*. – 1996. – vol.7. – no.6. – pp. 613-622. doi: **10.1177/1045389x9600700601**.
4. Li W.H., Zhang X.Z., Du H. Magnetorheological elastomers and their applications // *Book Chapter in Advanced Structured Materials*. – 2013. – vol.I. – pp. 357-374. doi: **10.1007/978-3-642-20925-3_12**.
5. Böse H., Röder R. Magnetorheological elastomers with high variability of their mechanical properties // *Journal of Physics: Conference Series*. – 2009. – vol.149. – p. 012090. doi: **10.1088/1742-6596/149/1/012090**.
6. Горбунов А.И., Михайлов В.П., Степанов Г.В., Борин Д.Ю., Андриянов А.А., Темнов Д.В., Семеренко Д.А. Исследование свойств и новое применение магнитных силиконовых композитов // *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия «Машиностроение»*. – 2008. – №1(70). – С. 90-107.
7. Михайлов В.П., Шаков К.Г., Селиваненко А.С., Базиненков А.М. Управление виброизоляции прецизионного оборудования // *Наука и образование: научное издание МГТУ им. Н.Э. Баумана*. – 2012. – №9. – С. 1-12. doi: **10.7463/0912.0454475**.
8. Chen L., Gong X.L., Li W.H. Microstructures and viscoelastic properties of anisotropic magnetorheological elastomers // *Smart Materials and Structures*. – 2007. – vol.16. – no.6. – pp. 2645-2650. doi: **10.1088/0964-1726/16/6/069**.
9. Gong X.L., Chen L., Li J.F. Study of utilizable magnetorheological elastomers // *International Journal of Modern Physics B*. – 2007. – vol.21. – no.28n29. – pp. 4875-4882. doi: **10.1142/s0217979207045785**.
10. Дущенко В.В., Маслів А.О. Дослідження керуючого магнітного поля та вибір конструкції пружного шарніра з втулкою з магніторологічного еластомеру підвіски колісного бронетранспортера // *Вісник НТУ «ХП»*. Серія: Транспортне машинобудування. – 2017. – №5(1227). – С. 173-178.
11. https://www.google.com/search?q=кривые+намагничивания+ферромагнитных+материалов&rlz=1C2JZAP_ruUA74UA755.
12. Krautz M., Werner D., Schrödner M., Funk A., Jantz A., Popp J., Eckert J., Waske A. Hysteretic behavior of soft mag-

netic elastomer composites // *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*. – 2017. – vol.426. – pp. 60-63. doi: **10.1016/j.jmmm.2016.11.048**.

13. Дущенко В.В., Маслів А.О. Удосконалення конструкції шарніру із магніторологічного еластомеру важеля керованої підвіски транспортного засобу // *Механіка та машинобудування*. – 2017. – №1. – С. 90-97.

14. Дущенко В.В., Маслів А.О. Патент України на корисну модель 110476. Підвіска з регулюванням жорсткості та демпфірування. Заявл. 11.04.16; опубл. 10.10.16. Бюл. №19.

15. Маслів А.О., Дущенко В.В., Любарський Б.Г., Маслів В.Г. Патент України на корисну модель 115131. Підвіска транспортного засобу. Заявл. 22.07.16; опубл. 10.04.17. Бюл. №7.

16. Дущенко В.В., Маслів А.О. Стенд для експериментального дослідження впливу магнітного поля на модуль пружності та модуль втрат магніторологічних еластомерів // *Вісник НТУ «ХП»*. Серія: Транспортне машинобудування. – 2018. – №29(1305). – С. 46-50.

17. Маслів А.О., Дущенко В.В., Маслів В.Г. Патент України на корисну модель 128767. Стенд для дослідження впливу магнітного поля на характеристики жорсткості, демпфірування та модуль пружності магніторологічних еластомерів. Заявл. 26.03.2018; опубл. 10.10.2018. Бюл. №19.

18. Kallio M. The elastic and damping properties of magnetorheological elastomers. – VTT Publications, 2005. – 149 pp.

19. Паньков А.А. Магнитодеформационный эффект эластомера с намагниченными полидисперсными сферическими включениями // *Журнал радиоэлектроники*. – 2015. – №4. – 15 с.

20. Дущенко В.В., Маслів А.О., Маслів В.Г. Патент України на корисну модель 128458. Спосіб поліпшення плавності руху транспортного засобу. Заявл. 20.11.2017; опубл. 25.09.2018. Бюл. №8.

21. Александров Е.Е., Волонцевич Д.О., Дущенко В.В. Математическое моделирование процессов возмущенного движения агрегатов и систем бронетанковой техники. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2012. – 354 с.

REFERENCES

1. Ginder J.M., Nichols M.E., Elie L.D., Tardiff J.L. Magnetorheological elastomers: properties and applications. *Proceeding of SPIE*, 1999, vol.3675, pp. 131-138.
2. Lokander M., Stenberg B. Performance of isotropic magnetorheological rubber materials. *Polymer Testing*, 2003, vol.22, no.3, pp. 245-251. doi: **10.1016/s0142-9418(02)00043-0**.
3. Jolly M.R., Carlson J.D., Muñoz B.C., Bullions T.A. The magnetoviscoelastic response of elastomer composites consisting of ferrous particles embedded in a polymer matrix. *Journal of Intelligent Material Systems and Structures*, 1996, vol.7, no.6, pp. 613-622. doi: **10.1177/1045389x9600700601**.
4. Li W.H., Zhang X.Z., Du H. Magnetorheological elastomers and their applications. *Book Chapter in Advanced Structured Materials*, 2013, vol.I, pp. 357-374. doi: **10.1007/978-3-642-20925-3_12**.
5. Böse H., Röder R. Magnetorheological elastomers with high variability of their mechanical properties. *Journal of Physics: Conference Series*, 2009, vol.149, p. 012090. doi: **10.1088/1742-6596/149/1/012090**.
6. Gorbunov A.I., Mikhailov V.P., Stepanov G.V., Borin D.Yu., Adrianov A.A., Temnov D.V., Semerenko D.A. Investigation of properties and new application of magnetic silicon composites. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Mechanical Engineering*, 2008, no.1(70), pp. 90-107. (Rus).
7. Mihailov V.P., Shakov K.G., Selivanenko A.S., Bazinenkov A.M. Vibration isolation control in precision equipment. *Science and Education of the Bauman MSTU*, 2012, vol.12, no.9, pp. 1-12. (Rus). doi: **10.7463/0912.0454475**.

8. Chen L., Gong X.L., Li W.H. Microstructures and viscoelastic properties of anisotropic magnetorheological elastomers. *Smart Materials and Structures*, 2007, vol.16, no.6, pp. 2645-2650. doi: 10.1088/0964-1726/16/6/069.
9. Gong X.L., Chen L., Li J.F. Study of utilizable magnetorheological elastomers. *International Journal of Modern Physics B*, 2007, vol.21, no.28n29, pp. 4875-4882. doi: 10.1142/s0217979207045785.
10. Dushchenko V.V., Masliev A.O. Research of the magnetic field and the choice of the construction of an elastic joint with the sleeve of the magnetorheological elastomer suspension of wheeled armored vehicle. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Transport machine building*. – 2017. – no.5(1227). – pp. 173-178. (Ukr).
11. Available at: https://www.google.com/search?q=кривые+намагничивания+ферромагнитных+материалов&rlz=1C2JZAP_ruUA747UA755 (accessed 20 May 2018).
12. Krautz M., Werner D., Schrödner M., Funk A., Jantz A., Popp J., Eckert J., Waske A. Hysteretic behavior of soft magnetic elastomer composites. *Journal of Magnetism and Magnetic Materials*, 2017, vol.426, pp. 60-63. doi: 10.1016/j.jmmm.2016.11.048.
13. Dushchenko V.V., Masliev A.O. Improvement of the construction of hinge using magnetorheological elastomers of lever of controlled suspension of the vehicle. *Mechanics and mechanical engineering*, 2017, no.1, pp. 90-97. (Ukr).
14. Dushchenko V.V., Masliev A.O. *Pidviska z reguluvannyam zhorstkosti ta dempfirovannya* [Suspension with adjustable stiffness and damping]. Patent UA, no.110476, 2016. (Ukr).
15. Masliev A.O., Dushchenko V.V., Ljubarskij B.G., Masliev V.G. *Pidviska transportnogo zasobu* [Vehicle suspension]. Patent UA, no.115131, 2017. (Ukr).
16. Dushchenko V.V., Masliev A.O. Stand for experimental study of the effect of magnetic field on the elastic modulus and a module of losses of magnetorheological elastomers. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Transport machine building*, 2018, no.29(1305), pp. 46-50. (Ukr).
17. Masliev A.O., Dushchenko V.V., Masliev V.G. *Stend dlia doslidzhennia vplyvu mahnitnoho polia na kharakterystyky zhorstkosti, dempfirovannia ta modul pruzhnosti mahnitoreolohichnykh elastomeriv* [A stand for studying the influence of a magnetic field on the characteristics of stiffness, damping, and the elastic modulus of magnetorheological elastomers]. Patent UA, no.128767, 2018. (Ukr).
18. Kallio M. *The elastic and damping properties of magnetorheological elastomers*. VTT Publications, 2005. 149 pp.
19. Pankov A.A. Magnetodeformation effect of an elastomer with magnetized polydisperse spherical inclusions. *Journal of Radio Electronics*, 2015, no.4, 15 p. (Rus).
20. Dushchenko V.V., Masliev A.O., Masliev V.G. *Sposib polipshennia plynosti rukhu transportnogo zasobu* [A method for improving the smoothness of the vehicle]. Patent UA, no.128458, 2018. (Ukr).
21. Aleksandrov E.E., Volontsevich D.O., Dushchenko V.V. *Matematicheskoe modelirovanie processov vozmushhennogo dvizhenija agregatov i sistem bronetankovoj tehniky* [Mathematical modeling of processes of disturbed movement of units and systems of armored vehicles]. Kharkiv, «KhPI» Publ., 2012. 354 p. (Rus).

Надійшло (received) 11.04.2019

Дущенко Владислав Васильович¹, д.т.н., проф.,
 Маслієв В'ячеслав Георгійович¹, д.т.н., проф.,
 Нанівський Роман Антонович², к.т.н., ст. викл.,
 Маслієв Антон Олегович¹, аспірант,

¹ Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 тел/phone +380 57 7076355,
 e-mail: dushchenko@ukr.net

² Національна академія сухопутних військ
 імені гетьмана Петра Сагайдачного,
 79026, Львів, вул. Героїв Майдану, 32,
 тел/phone +380 96 9409559,
 e-mail: roman_nani@ukr.net

V.V. Dushchenko¹, V.G. Masliev¹, R.A. Nanyivskyi², A.O. Masliev¹
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

² Hetman Petro Sahaidachnyi National Army Academy,
 32, Heroes of Maidan Str., Lviv, 79026, Ukraine.

Application of magnetorheological elastomers for performance control of cushioning systems for wheeled vehicles.

The purpose The aim of the work is to study the influence of the control of the elastic and damping characteristics of the cushioning system based on the use of magnetorheological elastomers on the smoothness of the course of wheeled transport vehicles. *The technique*. The research used the methods of: magnetic field theory, the theory of vehicle suspension, experiment theory planning, and the FEMM code for studying magnetic field characteristics and mathematical modeling of wheeled vehicle movement along roughness in the Delphi environment.

Results. Designed, researched and patented designs of elastic hinges of the suspension arms with magnetorheological elastomers. The relative boundaries of changes in the elastic modules and losses of these hinges are determined when controlling the characteristics of the suspension in order to improve the smoothness of the wheeled vehicle. *Scientific novelty*. For the first time, the feasibility of using magnetorheological elastomers to control the elastic and damping characteristics of the cushioning system of wheeled vehicles has been investigated, and the requirements for control laws have been determined, which make it possible to increase smoothness by more than 40 %; it is established that the control of the loss modulus has a greater effect on the improvement of smoothness of motion than the control of the elastic modulus. *Practical value*. The design has been developed and the relative boundaries of changes in the modules of elasticity and loss of hinges with magnetorheological elastomers during their control have been determined, which will make it possible to formulate requirements for elastomers when developing promising hinge designs for vehicle suspension systems. References 21, figures 18.

Key words: magnetorheological elastomer, control magnetic field, modulus of elasticity, loss modulus, wheeled vehicle, cushioning system, elastic hinges, suspension performance control.

S. Belakehal, A. Djellad, R. Chenni

PERFORMANCE COMPARISON OF MULTICELL SERIES AND NPC MULTILEVEL CONVERTERS FOR A STATCOM

Abstract. In this paper, we present a comparative study of the performances of the multicells series and the Neutral-Point-Clamped (NPC) three-level converters used at synchronous static compensators (STATCOM) for the control of the voltage at a point of the network. The analysis consists on a mathematical modeling, a pulse width modulation (PWM) control algorithm application and a simulation using the Matlab Simulink environment. The simulation results obtained show that the STATCOM allows the regulation of the voltage at the point of common coupling (PCC) by acting the reactive energy that it can supply or absorb. References 22, tables 4, figures 24.

Key words: STATCOM, VSC, NPC converter, multicell series converter, modeling, control.

В статье представлено сравнительное исследование характеристик многоэлементных последовательных и трехуровневых преобразователей со связанной нейтральной точкой, используемых в синхронных статических компенсаторах (STATCOM) для управления напряжением в точке сети. Анализ основан на математическом моделировании, алгоритме управления с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и моделировании с использованием среды Matlab Simulink. Полученные результаты моделирования показывают, что STATCOM позволяет регулировать напряжение в точке общей связи действием реактивной энергии, которую он способен подавать или поглощать. Библ. 22, табл. 4, рис. 24.

Ключевые слова: синхронный статический компенсатор, преобразователь источника напряжения, преобразователь со связанной нейтральной точкой, многоэлементный последовательный преобразователь, моделирование, управление.

Introduction. To improve the power quality, Flexible AC Transmission Systems (FACTS) devices have received widespread interest for high voltage power systems control. They are faster and more flexible of compared with mechanically switched control of the transmission system [1, 2]. Among the FACTS compensators that offer this possibility, the synchronous static compensators «STATCOM» are connected in parallel at sensitive points of the network. The STATCOM is the first FACTS using the Voltage Source Converter (VSC). It uses high power gate turn-off (GTO) thyristors or insulated gate bipolar transistors (IGBT). Highly efficient, this device is characterized by the robust support of the voltage in the presence of strong disturbances, the balancing of asymmetric and fluctuating loads and the damping of power oscillations [3, 4]. The design of VSC can be realized in several ways. It can be modeled using the conventional (two-level) or multilevel three-phase bridge converter. However, multi-level converter offers a wide variety of advantages over conventional converter such as lower harmonic content, reduced stress on switches and decreased switching loss [5]. Currently used STATCOM based on multilevel converters are very popular in medium-voltage networks, including flying-capacitor multilevel converters (FCMC), diode-clamped multilevel converters (DCMC) and cascaded H-bridge multilevel converters (CHMC) [6].

Cascaded H-Bridge Converters (CHBs) are the most common topologies in STATCOM applications. The advantages of CHB converters include low switching loss, modularity and lack of holding diodes. However there disadvantage resides is the fact that one cannot get a negative output voltage and an isolated power supply for each module [7, 8].

The Neutral-Point-Clamped (NPC) converters are the first practical topology for multi-level voltage converters. The advantage of this topology is generalizable so as to obtain a greater number of output

voltage levels, all the phases are connected to the same common DC bus and the number of capacitors used is limited. The disadvantage of this structure is when the number of levels becomes high, the balance of the voltages across the capacitors quickly becomes complex to control [8-10].

The multi-cell series converters or floating capacitors is an energy conversion topology that relies on the series setting of controlled switches. The advantage of this topology is that it eliminates the problem of loopback diodes present in the topologies of multi-level NPC inverters. In addition, the voltage stresses imposed on the power components are naturally limited. Thus, by phase, only one DC source is needed. The disadvantage of this structure is that the need to balance the voltages across the floating capacitors adds complexity to the converter [11].

From the description of the different converters we can deduce that the voltage of the output is more sinusoidal and the harmonic distortion rate will be low if the number of levels is high but the structure of the converter becomes complicated. Its cost and the complexity of its order are increased its reliability is reduced.

The focus in this paper is on using the converters multi-cells and NPC three level as a shunt connected STATCOM for the regulation of the voltage profile along the line, so as to avoid fluctuations between the voltage at the source and the voltage at the load. For a DC input voltage source supplied by the charged capacitor, the converter produces a set of controllable three-phase output voltages with the frequency of the AC power system. These voltages on the alternating side of the converter are in phase with that of the network so as to exchange only the reactive energy with the latter. The value of the current and the direction of the reactive power exchanged are set by the value of the voltage of the converter. The setting principle is described in the following paragraph.

© S. Belakehal, A. Djellad, R. Chenni

Description of the studied network. In this study, we used a conventional three-phase network composed of a three-phase power source that is variable in amplitude, in phase and in frequency. It supplies three-phase electric charges through a three-phase line. The diagram per phase is illustrated in Fig. 1.

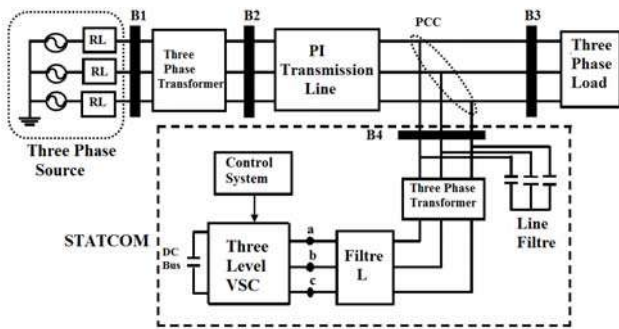


Fig. 1. Basic circuit of a STATCOM

The other major component of the system is the STATCOM which permits the regulation of the voltage at the Common Connection Point (PCC) between the network and the loads. It is composed of a continuous energy source or a capacitor associated with a static converter based on semiconductors of the IGBT type and a transformer T that has always a certain leakage reactance. The transformer plays a dual role: it transforms the voltage and offers the reactance required by the compensation.

The operating principle of the STATCOM is simple. By varying the magnitude of the output voltages produced, the reactive power exchange between the STATCOM and the network can be adjusted [1, 12]

- if the amplitude of the voltage V_{Kn} ($K = a, b, c$) is greater than the amplitude of the voltage E_K , the current I_K is advance of $\pi/2$ on E_K (Fig. 2,b), the compensator provides reactive power to the transmission line and the compensator behaves like a huge capacitor;
- if the amplitude of the voltage V_{Kn} is lower than the amplitude of the voltage E_K , the current I_K is $\pi/2$ behind E_K (Fig. 2,a), the compensator absorbs reactive power at the transmission line and the compensator behaves like an immense inductor;
- if the amplitude of the voltage V_{Kn} is equal to the amplitude of the voltage E_K , (Fig. 2,c), the current I_K is zero and therefore the compensation is zero.

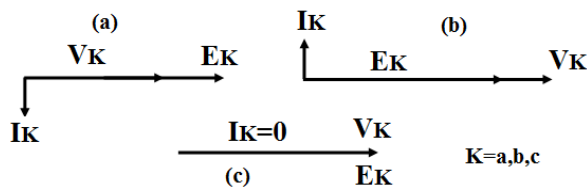


Fig. 2. STATCOM operating modes

STATCOM modeling. The equivalent circuit of the STATCOM is shown in Fig. 3. In this power system, the resistance r in series with the voltage source inverter represents the sum of the transformer winding resistance losses and the inverter conduction losses. The inductance L represents the leakage inductance of the transformer. In Fig. 3 the instantaneous value of system bus phase voltage are E_a, E_b, E_c , the instantaneous current the system inject

into the STATCOM are I_a, I_b, I_c , the instantaneous value of converter's AC side phase voltage are V_a, V_b, V_c , the DC bus voltage is V_{dc} .

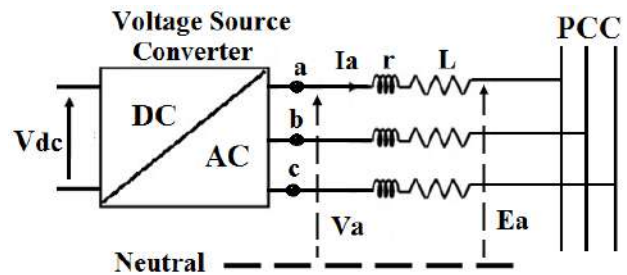


Fig. 3. Schematic diagram of the grid connection of a converter

Two Cell Converter Model. The two cells converter with three voltage levels is shown in Fig. 4. It consists of three arms, where each one consists of two cells. Each cell consists of two switches and a voltage source. The switches work in a complementary way, when one is passing the other is blocked.

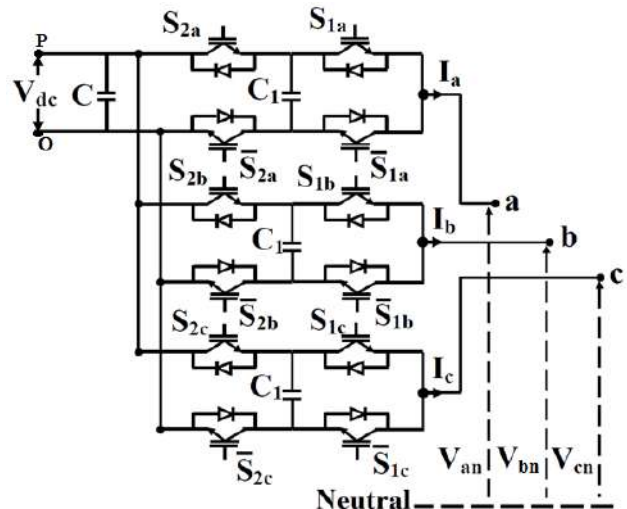


Fig. 4. Multi-cell series converter

To model the multi-cell converter, the following simplifying assumptions are used: perfect switches, perfect sources and neglected idle time [13, 15].

The converter is controlled by the switching functions S_{iK} whose value lies between 0 and 1 ($K = a, b$ or c designates the phase and $i = 1$ or 2 the relevant cell) whose value lies between 0 and 1. The Table 1 shows the different voltage levels V_{KO} obtained according to the control states of the switches. Each arm can release three levels of tension.

Table 1

Switching logic and output voltage		
S_{1K}	S_{2K}	V_{KO}
0	0	0
1	0	$V_{dc}/2$
0	1	$V_{dc}/2$
1	1	V_{dc}

The output voltage of the converter can be expressed according to S_{iK} control commands:

$$V_{KO} = \frac{V_{dc}}{P} \times \sum_{i=1}^P S_{iK} \quad (1)$$

The output voltages of the converter with respect to the negative terminal (point O) of the DC bus will be:

$$V_{aO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1a} + S_{2a}); \quad (2)$$

$$V_{bO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1b} + S_{2b}); \quad (3)$$

$$V_{cO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1c} + S_{2c}). \quad (4)$$

With O-neutral voltage $V_{On} = -(V_{aO} + V_{bO} + V_{cO})/3$.

The equation which lends the voltage of the continuous node to the voltages on the alternative side V_{an} , V_{bn} and V_{cn} is:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2S_{1a} & -S_{1b} & -S_{1c} \\ -S_{1a} & 2S_{1b} & -S_{1c} \\ -S_{1a} & -S_{1b} & 2S_{1c} \end{bmatrix} + \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2S_{2a} & -S_{2b} & -S_{2c} \\ -S_{2a} & 2S_{2b} & -S_{2c} \\ -S_{2a} & -S_{2b} & 2S_{2c} \end{bmatrix} \quad (5)$$

Three-level NPC converter Model. The three-level NPC converter is shown in Fig. 5. The DC input bus is composed of two capacitors in series (C_1 and C_2) forming a midpoint noted (O) which allows the inverter to access an additional voltage level with respect to the conventional two levels converters. The total voltage of the DC bus is V_{dc} . Under normal operating conditions, it is uniformly distributed over the two capacitors which have a voltage $V_{dc}/2$ at their terminals. Each of the three arms of the converter is composed of four controlled switches S_{iK} ($K = a, b, c$ and $i = 1, 2, 3, 4$) and two clamped diodes connected to the midpoint of the DC bus [10, 16, 17].

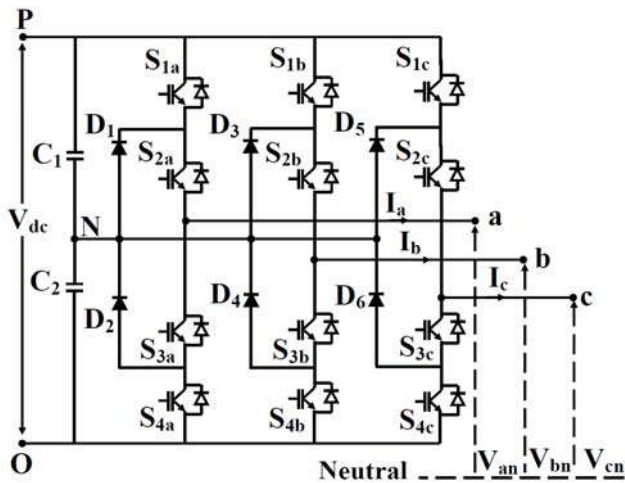


Fig. 5. Three level NPC converter

There are three possible sequences for this converter according to the different possible states for the switches (see Table 2).

Table 2

Switching logic and output voltage				
S_{1K}	S_{2K}	S_{3K}	S_{4K}	V_{OK}
1	1	0	0	$V_{dc}/2$
0	0	1	1	$-V_{dc}/2$
0	1	1	0	0

The objective of the modeling is to find a relation between the control variables and the electrical quantities of the alternative and continuous part of the inverter. Thus, the pairs of switches S_{1K} , S_{3K} and S_{2K} , S_{4K} are controlled in a complementary manner.

The following expressions shows the relationship between the voltages V_{aO} , V_{bO} , V_{cO} the states of the switches and the DC voltage V_{dc} :

$$V_{aO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1a} + S_{2a} - 1); \quad (6)$$

$$V_{bO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1b} + S_{2b} - 1); \quad (7)$$

$$V_{cO} = \frac{V_{dc}}{2}(S_{1c} + S_{2c} - 1). \quad (8)$$

The relationships of the phase-neutral output voltages V_{an} , V_{bn} , V_{cn} of the converter according to the states of the switches S_{iK} are given by the equation:

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{6} \begin{bmatrix} 2S_{1a} & 2S_{2a} & -S_{1b} & -S_{2b} & -S_{1c} & -S_{2c} \\ -S_{1a} & -S_{2a} & 2S_{1b} & 2S_{2b} & -S_{1c} & -S_{2c} \\ -S_{1a} & -S_{2a} & -S_{1b} & -S_{2b} & 2S_{1c} & 2S_{2c} \end{bmatrix}. \quad (9)$$

The model of STATCOM. The dynamics equations governing the instantaneous values of the three-phase output voltages in the AC side of the STATCOM exchanged with the utility grid are given by:

$$E_a = V_{an} + rI_a + L \frac{dI_a}{dt}; \quad (10)$$

$$E_b = V_{bn} + rI_b + L \frac{dI_b}{dt}; \quad (11)$$

$$E_c = V_{cn} + rI_c + L \frac{dI_c}{dt}. \quad (12)$$

Equations (10-12) describe the system in differential equations in abc frame. Transforming these equations to synchronous reference frame using Park's transformation the equations becomes:

$$E_d = V_d + rI_d + L \frac{dI_d}{dt} - \omega LI_q; \quad (13)$$

$$E_q = V_q + rI_q + L \frac{dI_q}{dt} + \omega LI_d. \quad (14)$$

The instantaneous output power of STATCOM is given by:

$$P = \frac{3}{2} \cdot (V_d I_d + V_q I_q); \quad (15)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot (V_q I_d - V_d I_q). \quad (16)$$

Within the synchronous rotating frame $V_s = V_d$ and $V_q = 0$, the instantaneous active and reactive power is given by

$$P = \frac{3}{2} \cdot V_d I_d; \quad (17)$$

$$Q = -\frac{3}{2} \cdot V_d I_q. \quad (18)$$

STATCOM Control. The detailed control system of STATCOM is shown in Fig. 6. In this system the error signal between the rms measured and the rms AC voltage reference values is given to a PI regulator which produces a reference current I_{q_ref} . Similarly to the AC voltage regulator the error between the measured and the DC

voltage reference values is given to a PI regulator that produces a reference current I_{d_ref} . The three-phase mains currents at the PCC are transformed into dq reference frame to create, I_d and I_q . These currents are then compared to the corresponding reference values to create error signals (ΔI_{sd} et ΔI_{sq}) which are transmitted to the PI controller in order to create the vectors of the reference voltages (V_{sdref} and V_{sqref}). Through Park's inverse transformation, the voltages V_{sdref} and V_{sqref} are converted to V_{saref} , V_{sbref} and V_{scref} that are required by the SPWM generator [17-19].

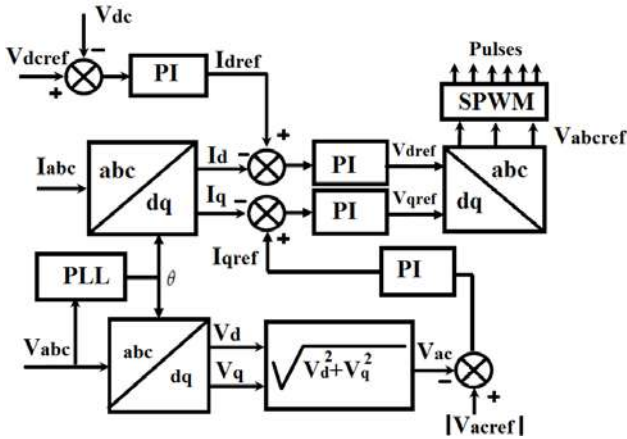


Fig. 6. STATCOM control system

The SPWM technique is one of the most popular modulation techniques applied to multi-level NPC and multi cells converters.

SPWM for two cells converters. The command of this converter is quite simple (Fig. 7). Each switching cell has its own carrier. To have a voltage of three levels, the carriers are phase shifted by $\left(\frac{2\pi}{N-1}\right)$ and therefore by 180° in this case. If these are not out of phase, the switches S_{1a} and S_{2a} or \bar{S}_{1a} and \bar{S}_{2a} switch at the same time, and the voltage is only of two levels (0 and V_{dc}).

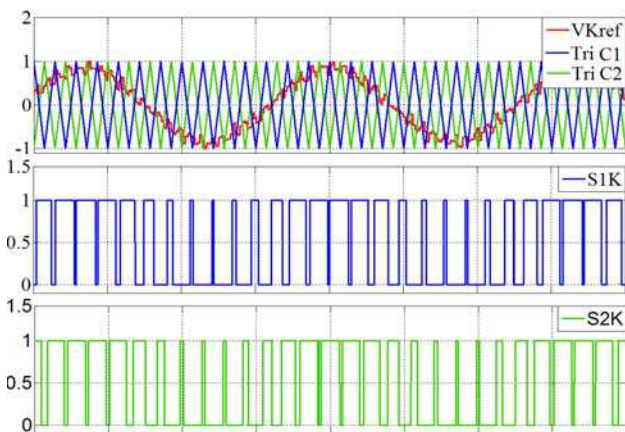


Fig. 7. Sine pulse width modulation for three two cells converter

SPWM for three level NPC converters. To generate the PWM control pulses of the three level voltage converter, two triangular carriers are required (one positive and the other negative). These carriers have the same frequency and amplitude (Fig. 8). They are then compared to the reference signal (sinus). Each

comparison gives 1 if a carrier is greater than or equal to the reference, 0 otherwise. Thus for the NPC case, the control signals of the switches S_{1K} and S_{3K} are complementary and the switches S_{2K} and S_{4K} are also complementary.

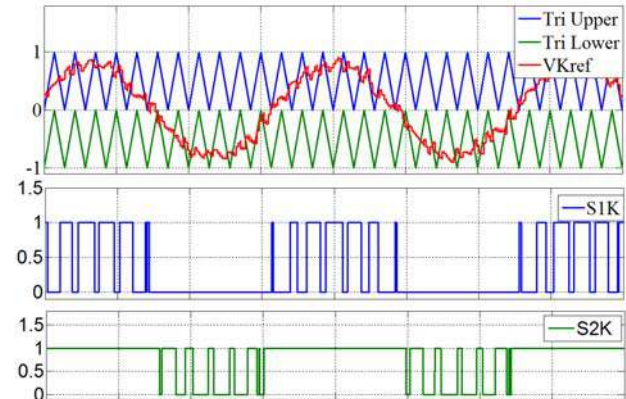


Fig. 8. Sine pulse width modulation for three level NPC converter

Simulation results. To demonstrate the efficiency of the STATCOM in the field of reactive energy compensation and voltage regulation in power grids, simulations have been carried out using Neutral-Point-Clamped (NPC) multilevel converters and multi-cells series based on Pulse Width Modulation Control (SPWM). For this, we applied two types of tests for the considered. The first concerns the presence of a voltage dip and a voltage drop at the source and the second the connection of additional inductive load. The entire system is simulated in MATLAB / Simulink with the parameters shown in Table 3.

Table 3

System parameters			
Parameter name	Symbol	Value	Unit
AC Source	U_n	110	kV
	S_n	2258	MVA
	f	60	Hz
Transformer	S_n	40	MVA
	T1	110/26.7	kV
STATCOM	S	3	MVAR
	T2	27.6/0.6	kV
	V_{ac}	0.6	kV
Line	V_{dc}	1.4	kV
	l	45	km
Load	R	254	Ω
	L	1.34	H

Case 1. A voltage dip of 4 % is applied at the three-phase source during the interval (0.15-0.25) s and then a voltage drop of the order of 4 % during the interval (0.35-0.45) s. The Fig. 9 and 10 show respectively the three-phase voltages and the rms voltage per phase at the PCC without STATCOM. The positive reaction of the STATCOM which manages to maintain the variable voltage to the PCC by controlling the quantity of reactive power injected or absorbed in the network as shown in the Fig. 11 and 12. In the interval of $t = (0.15-0.25)$ s the STATCOM injects a quantity of reactive power (2.075 MVAR) to maintain voltage levels in the line in where compensator operates in the capacitive mode and in

the interval of $t = (0.35-0.45)$ s the STATCOM absorbs a quantity of reactive power (2.075 MVAR) to maintain voltage levels in the line where the compensator operates in the inductive mode (see Fig. 13). This reactive power exchange is achieved through the transformer leakage inductance which helps to smooth currents in advance or behind the angle with the primary voltages that are imposed on the secondary of the transformer by the controlled voltage source as shown in the Fig. 14. As show in Fig. 15 it is very clear that the voltage regulating loop continues to prove its effectiveness in maintaining constant voltage at the terminal of the capacitor. Figures 16 and 17 respectively show the output phase voltage of the STATCOM converter and the output line to line voltage of the STATCOM converter.

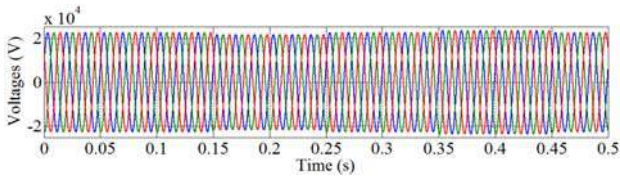


Fig. 9. Three-phase voltage abc at PCC without STATCOM

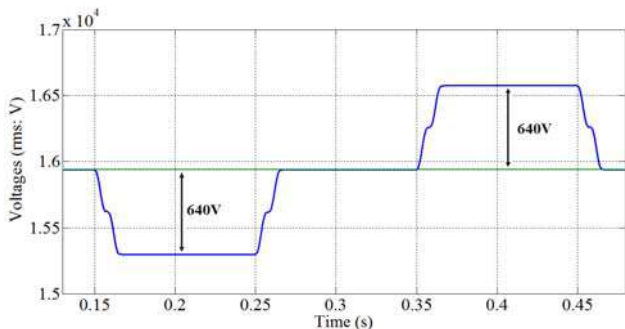
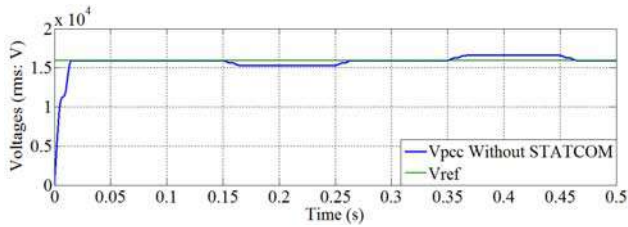


Fig. 10. Results of rms voltage phase at PCC without STATCOM

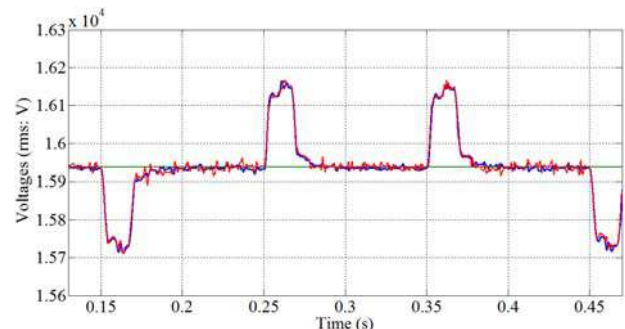
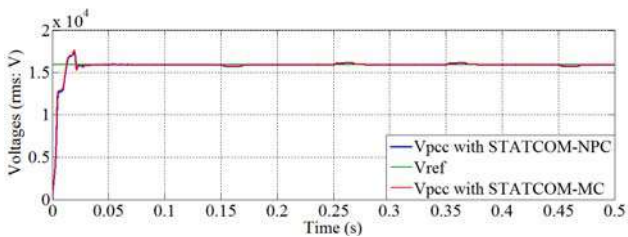


Fig. 11. Results of rms voltage phase at PCC with STATCOM

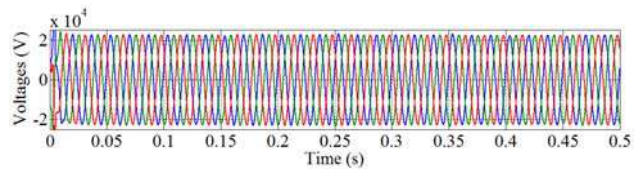


Fig. 12. Three-phase voltage abc at PCC with STATCOM

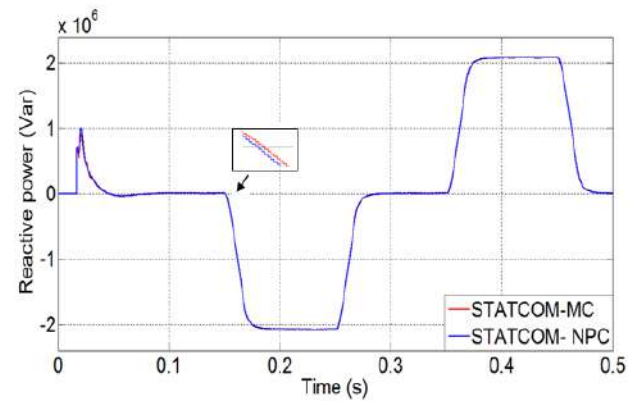


Fig. 13. Reactive power supplied and absorbed by STATCOM

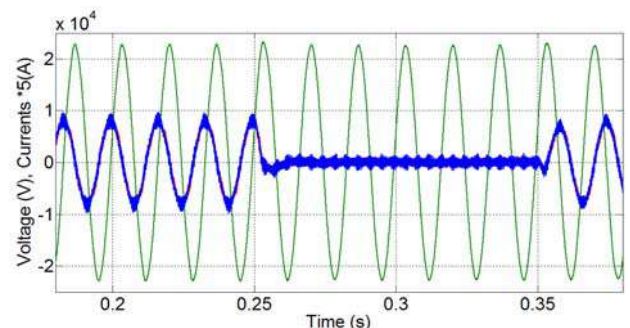
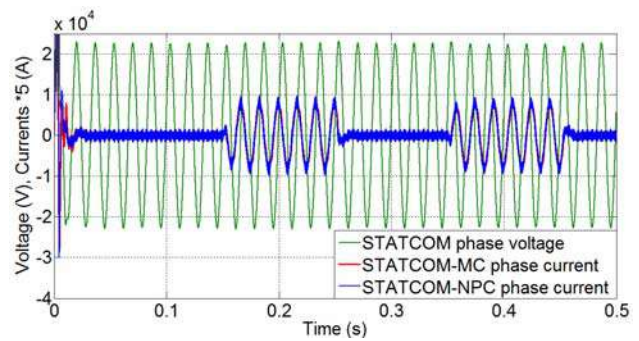


Fig. 14. Voltage and current of phase a at the PCC

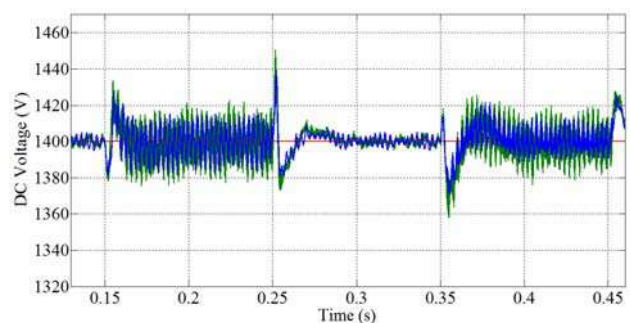
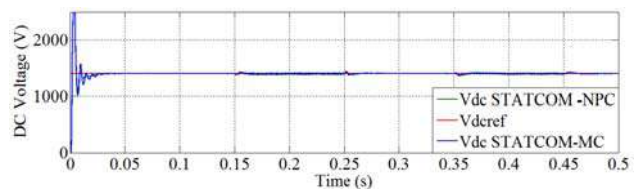
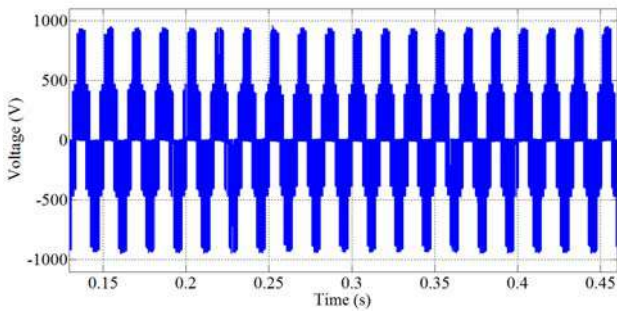
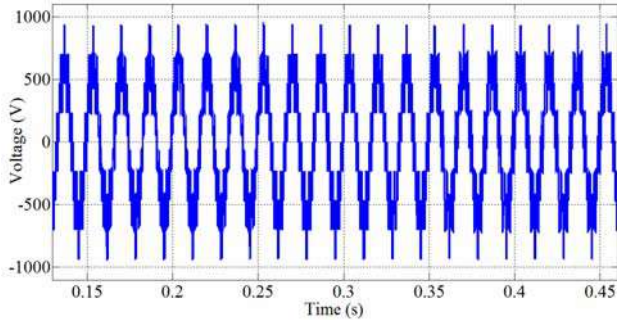


Fig. 15. Response curves of DC voltage

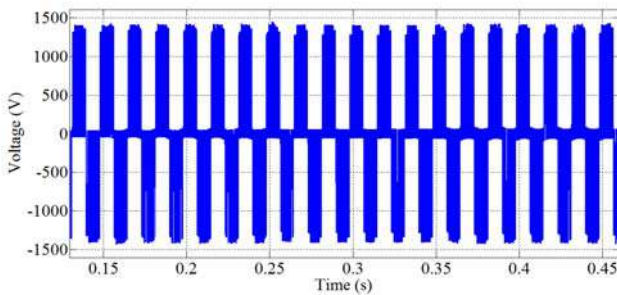


(a) Multi-cell converter

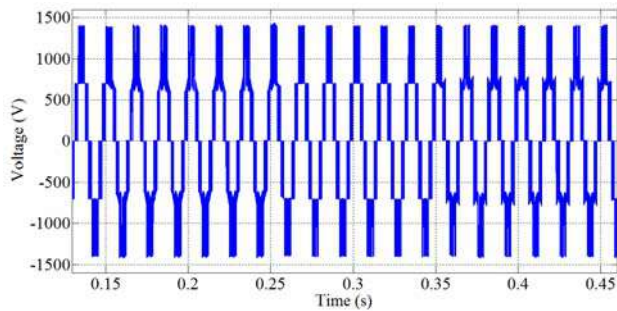


(b) NPC converter

Fig. 16. Output phase voltage of the STATCOM converter



(a) Multi-cell converter



(b) NPC converter

Fig. 17. Output line voltage of the STATCOM converter

Case 2. A balanced three-phase inductive load is applied during the interval (0.25-0.35) s. Figures 18 and 19 shows the voltage drop caused by the inductive load at the period $t = (0.25-0.35)$ s. The STATCOM injects the reactive power (2.25 MVAR) into the line to maintain the voltage at the PCC connection point as shown in Fig. 20 and 21 in this case it operates in the capacitive mode as shown in Fig. 22. The reactive power exchange is achieved through the transformer leakage inductance which helps to smooth currents in advance of 90° on the PCC common point voltages (see Fig. 23). Figure 24 shows the voltage across the dc capacitor.

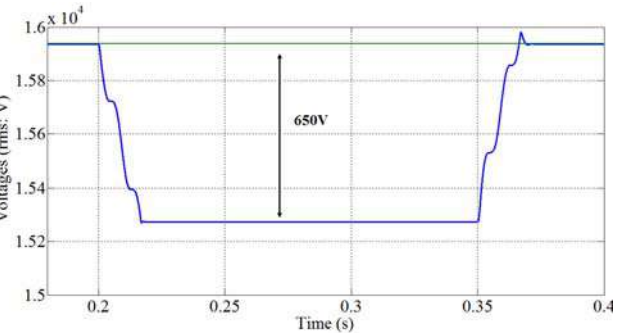
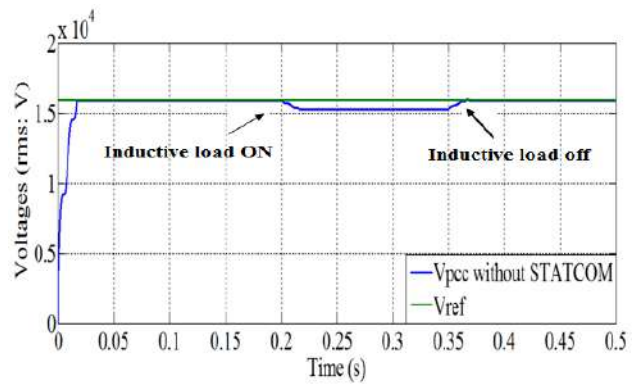


Fig. 18. Results of rms voltage phase to line at PCC without STATCOM

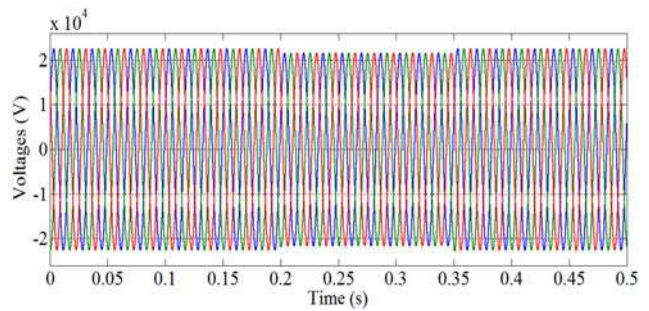


Fig. 19. Three-phase voltage abc at PCC without STATCOM

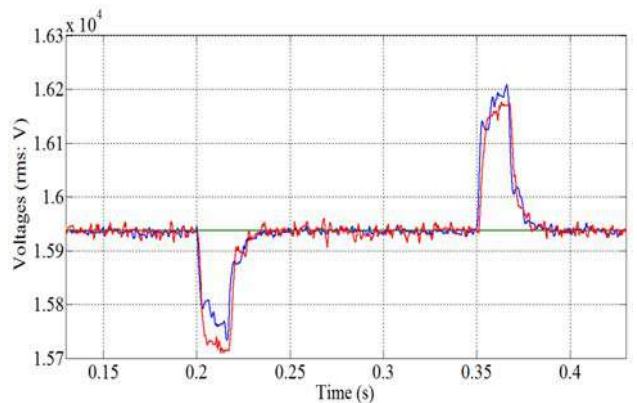
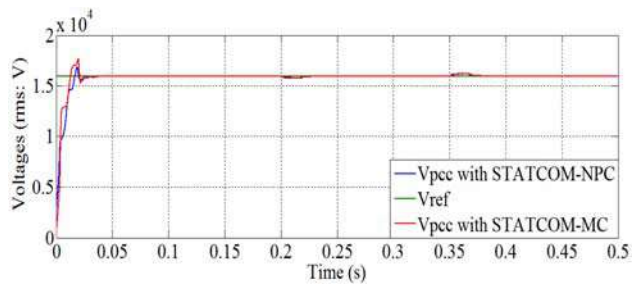


Fig. 20. Results of rms voltage phase at PCC with STATCOM

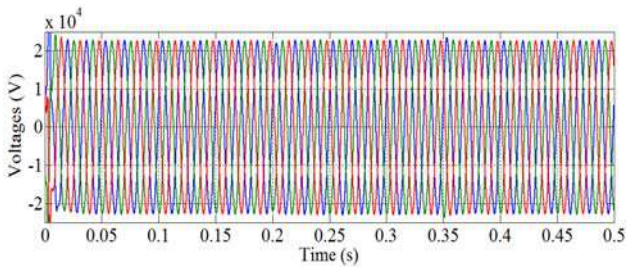


Fig. 21. Three-phase voltage abc at PCC with STATCOM

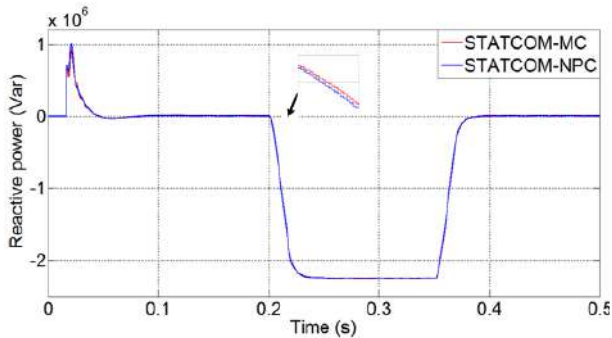


Fig. 22. Reactive power supplied and absorbed by STATCOM

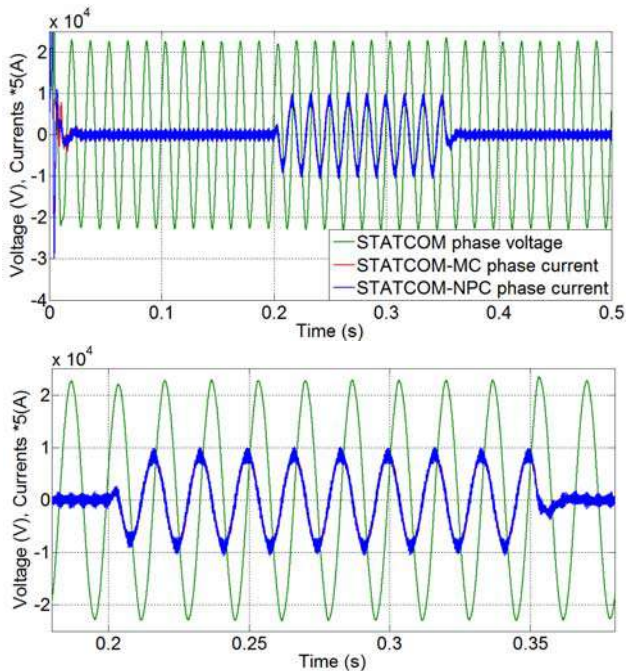


Fig. 23. Voltage and current of phase a at the PCC

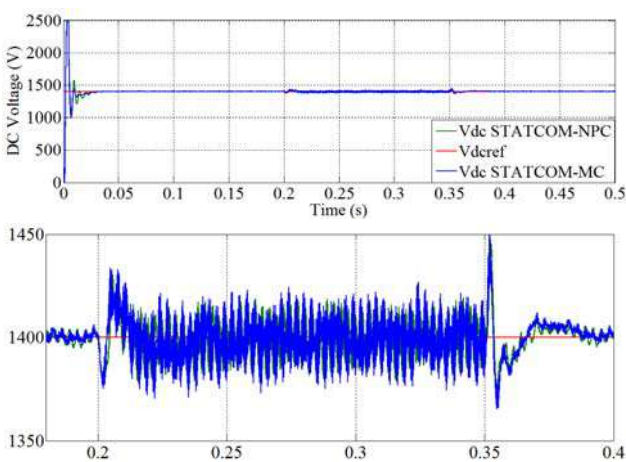


Fig. 24. Response curves of DC voltage

Case 3. A Fast Fourier Transform (FFT) analysis in MATLAB is used to conduct the harmonic analysis for multi-cells converter and multilevel NPC converter. It is summarized in Table 4. Using PWM technique, the THD% values of the three level NPC STATCOM and three level multi-cells STATCOM can be satisfied under IEEE Std. 519-1992 [22].

Table 4
Comparison of performance of MC-VSC and NPC-VSC

	Total Harmonic Distortion THD (%) Vabc at PCC	Fundamental Vabc at PCC
	Capacitive Mode	
NPC-VSC	1.12	2.54e4
MC-VSC	1.46	2.54e4
Floating Mode		
NPC-VSC	0.81	2.55e4
MC-VSC	1.44	2.55e4
Inductive Mode		
NPC-VSC	1	2.59e4
MC-VSC	1.43	2.59e4

Conclusion. This article presents a performance analysis of three-level NPC and multi-cell converters used in STATCOM applications for voltage regulation and reactive energy compensation in an electrical grid. The STATCOM model and the proposed control are implemented on SIMULINK / MATLAB to check steady state and dynamic performance. The simulation tests carried out have shown that the STATCOM with the proposed control is capable of supplying or absorbing the reactive energy to maintain the stable voltage at the common connection point (PCC) and whatever the type of disturbance (voltage drop or voltage dip). Finally, the two converters give almost identical output voltage values, so the values of the reactive powers are identical. But the voltage THD (1.12 %) is better for the NPC case. But against the point of view components used and the cost, the multi-cell converter is more interesting.

REFERENCES

- Hingorani N.G, Gyugyi L. *Understanding FACTS. Concepts and technology of Flexible AC Transmission Systems*. IEEE Press, New York, 2000.
- Kouro S., Malinowski M., Gopakumar K., Pou J., Franquelo L.G., Bin Wu., Rodriguez J., Pérez M.A., Leon J.I. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol.57, no.8, pp. 2553-2580. doi: 10.1109/tie.2010.2049719.
- Chetan E. Morkhade, Bhushan S. Rakhonde. Improvement in voltage profile using FACT device. *International Journal of Scientific & Engineering Research*, 2013, vol.4, iss.6, pp. 27-32.
- Huang Z., Shengzhen Y., Hongyan Y., Xingming F. A control method for SVPWM-based STATCOM using active-reactive current decouple under dq coordinate system. *International Conference and Exposition on Electrical and Power Engineering, EPE, Iasi, Romania*, 2012, pp. 191-196. doi: 10.1109/icepe.2012.6463929.
- Barik S.R, Nayak B., Dash S. A comparative analysis of three level VSC based multi-pulse STATCOM. *International Journal of Engineering and Technology*, 2014, vol.6, no.3, pp. 1550-1563.
- Liu X., Lv J., Gao G., Chen Z., Chen S. A novel STATCOM based on diode-clamped modular multilevel converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017, vol.32, no.8, pp. 5964-5977. doi: 10.1109/tpel.2016.2616495.

7. Malinowski M., Gopakumar K., Rodriguez J., Perez M.A. A survey on cascaded multilevel inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2010, vol.57, no.7, pp. 2197-2206. doi: **10.1109/tie.2009.2030767**.
8. Becker F. *Contribution à la continuité de service des convertisseurs statiques multiniveaux*. Phd de L'Université de Lorraine, 2017. (Fra).
9. Jones M., Satiawan I.N.W., Bodo N., Levi E. A dual five-phase space-vector modulation algorithm based on the decomposition method. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2012, vol.48, no.6, pp. 2110-2120. doi: **10.1109/tia.2012.2226422**.
10. Baldés M. *Etude d'un compensateur statique pour éoliennes à vitesse fixe à base de génératrice asynchrone à cage*. Mémoire de Maîtrise, Université du Québec, Canada, 2010. (Fra).
11. Berkoune K. *Approche Mathématique pour la Modulation de Largeur d'Impulsion pour la conversion statique de l'énergie électrique: Application aux onduleurs multiniveaux*. Doctorat de l'université de Toulouse, France, 2016. (Fra).
12. Crappe M. *Exploitation des Réseaux Electriques avec L'électronique de Puissance*. Lavoisier, 2006. (Fra).
13. Hanafi S., Fellah M.K., Guebli A., Chiali E. Commande du convertisseur multicellulaire série (7 cellules) par SVM avec régulation des tensions flottantes. *The 2nd International Conference on Power Electronics and Electrical Drives*, Oran, Algeria, 2012. (Fra).
14. Defay F., Llor A.-M., Fadel M. A predictive control with flying capacitor balancing of a multicell active power filter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol.55, no.9, pp. 3212-3220. doi: **10.1109/tie.2008.927989**.
15. Defay F., Llor A.M., Fadel M. A direct predictive control of shunt active power filters using multicell converter. *2007 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2007, pp. 1-9. doi: **10.1109/epe.2007.4417411**.
16. Darshan P., Vineetha R., Jil S., Pratik P. A comparative study of three phase 2-level VSI with 3-level and 5-level diode clamped multilevel inverter. *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, 2014, vol.4, no.4, pp. 708-713.
17. Wanchai S. Design and analysis three phase three level diode-clamped grid connected inverter. *Energy Procedia*, 2016, vol.89, pp. 130-136. doi: **10.1016/j.egypro.2016.05.019**.
18. Murugesan K., Muthu R. Modeling and simulation of D-STATCOM for voltage regulations. *2011 1st International Conference on Electrical Energy Systems*, 2011. doi: **10.1109/icees.2011.5727975**.
19. Giroux P., Sybille G., Le-Huy H. Modeling and simulation of a distribution STATCOM using Simulink's power system blockset. *IECON'01. The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2001, pp. 990-994. doi: **10.1109/iecon.2001.975905**.
20. Saha A., Ahmad S., Soma A.A., Chowdhury M.Z.A., Hossain A.A. Modelling and control of STATCOM to ensure stable power system operation. *2017 4th International Conference on Advances in Electrical Engineering (ICAEE)*, Sep. 2017, pp. 12-17. doi: **10.1109/icaee.2017.8255318**.
21. Blažič B., Herman L., Božiček A., Papič I. Mathematical modeling and control algorithms of STATCOMs. *Book chapter in Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems*, Dec. 2014, pp. 111-145. doi: **10.1007/978-981-287-281-4_4**.
22. *IEEE Standard 519-1992. IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*. IEEE Inc., New York, 1992.

Received 24.06.2019

Soltane Belakehal¹, Doctor of Electrotechnic, Associate Professor,
 Abed el hak Djellad¹, Doctor of Electrotechnic, Associate Professor,
 Rachid Chenni¹, Doctor of Electrotechnic, Professor,
¹Department of Electrical Engineering,
 University of Constantine 1,
 Constantine, Algeria.
 e-mail: bel_soltane@yahoo.fr,
 djellad.abedelhak@gmail.com,
 rachid.chenni@caramail.com

A. Moghayadnia, E. Razavi

REACTIVE POWER CONTROL IN MICRO-GRID NETWORKS USING ADAPTIVE CONTROL

Purpose. Despite their economic and environmental benefits, distributed products in power systems have caused problems in power systems. One of the most important issues in this regard is voltage fluctuations and frequencies in Micro-grids, which depends on several factors, such as variable consumption load and errors in power systems. One of the main challenges associated with the use of Micro-grids is power management among distributed generation sources. Power management plays a pivotal role in numerous Micro-grids and may ensure the stable and improved performance of Micro-grids in the permanent status of the system. The present study aimed to examine the power control in Micro-grids by proposing an adaptive control method along with the PID controller for power management and coordination in Micro-grids. This coordination system operates between production sources and controlling the voltage and frequency levels against the possible disturbances occurring anywhere in the system loop. The results of the simulation of the proposed algorithm in MATLAB software environment exhibited a high success rate (i.e., proper response to the fluctuations in the Micro-grid) and extremely low error rate (i.e., proper reactive power in the grid). References 17, tables 3, figures 12.

Key words: Micro-grid, control parameters, online parameter setting, proportional-integral-derivative controller (PID), adaptive control.

Цель. Несмотря на их экономические и экологические преимущества, распределенные продукты в энергосистемах приводят к возникновению проблем в последних. Одним из наиболее важных вопросов в этой связи являются колебания напряжения и частоты в микросетях, которые зависят от нескольких факторов, таких как переменная нагрузка потребления и ошибки в энергосистемах. Одной из основных проблем, связанных с использованием микросетей, является энергоменеджмент источников распределенной генерации. Энергоменеджмент играет ключевую роль во многих микросетях и может обеспечить стабильную и улучшенную работу микросетей при постоянном состоянии системы. Настоящее исследование направлено на исследование энергоменеджмента в микросетях путем предложения адаптивного метода управления вместе с ПИД-контроллером для энергоменеджмента и координации в микросетях. Эта система координации функционирует между источниками производимой энергии и контролирует уровни напряжения и частоты в отношении возможных помех, возникающих в любом месте контура системы. Результаты моделирования предложенного алгоритма в программной среде MATLAB показали высокую степень успеха (то есть правильную реакцию на колебания в микросети) и чрезвычайно низкую частоту ошибок (то есть надлежащую реактивную мощность в сети). Библ. 17, табл. 3, рис. 12.

Ключевые слова: микросеть, параметры управления, онлайн настройка параметров, пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) контроллер, адаптивное управление.

Introduction. The structure of the power industry consists of producers, transmission lines and electrical equipment; the operators of this industry are still monitoring the state of the system with delays, which is about 10 sec behind the actual time.

The above grid should use a wide range of sensors, communications and control techniques to improve the performance of production, transmission and distribution systems of electric power, and move towards a more reliable and an optimized power system, cost effective and eco-friendly system by providing a ground for distributed production and using renewable sources [1]. A Micro-grid typically consists of a set of distributed sources, a power storage system, and loads which may be used via connecting to the global power grid or via the island function (independent). Distributed generation refers to cases where electricity is produced at the same place of consumption or near the place of consumption [2].

From the perspective of consumers, Micro-grid is capable of providing increased reliability, improved power quality and reduced consumption costs. From the point of view of the power companies, the use of Micro-grid has the potential to reduce consumption and thus reduce the facilities required for the development of transmission lines, and in addition to eliminating peak consumption points, it reduces grid losses.

The topic of frequency and voltage stability is one of the significant factors that should be taken into account in

the planning and exploitation of Micro-grid in order to avoid the collapse of voltage and off in system. Regarding the fact that there are not an infinite number of Micro-grid buses, and most power supply sources have power interfaces, the main concern in controlling Micro-grid is the control of electronic power converters [4]. In connected state, the Micro-grid does not have many problems with voltage and frequency stability. This is due to the fact that it is connected to system with far higher inertia than itself, and if it has a shortage of production, it will be distributed from the larger system [5]. But in the island state, the worst problem deals with the instability of the voltage and frequency of the Micro-grid, and in many cases, it deals with the voltage and frequency drop. The overall Micro-grid inertia is low, and as a result of sudden changes in loads or faults, if there is no effective protection and control system, Micro-grid will quickly undergo instability and collapse.

Different structures have been developed to control Micro-grid in recent years. But in 2012, a relatively good initial structure for standardization was presented by Prof. Guerrerro, in which a PID Controller (hierarchical control) inspired from traditional and old power control system, which included: local control (primary), supplemental control (secondary) and Micro-grid power control (third) [6]. Prof. Beaverani has improved this hierarchical

structure by modifying the three levels and adding a new loop to the structure. This new loop is Emergency Control of Micro-grid [7]. In Micro-grid, both the frequency and voltage parameters are simultaneously dependent on both the actual power and reactive power parameters. Even to improve this, other loops such as Loop Impedance have been established [8].

In a PID Controller, the loop of local control (primary) prevents the permanent drop but does not necessarily return it to the nominal values. The secondary control loop includes two voltage control and frequency control units, and consists of two loops with two regular PID controllers. The Micro-grid power control loop (third), which is the frequency synchronization, allows the loop to only connect the Micro-grid to the main grid when the phase difference of both systems is less than (low), so that the micro-grid is interrupted by transient disturbances. The synchronization operation is performed by the PID controllers [9].

At the island state, the third control loop can determine the amount of power generated by each distributed source, and in the connected state, it can take the amount of power imported or exported from the grid to the main grid. At the island state, the nominal values of the grid (ex. 220 V and 50 Hz), and in connection state, the instant values of the voltage and frequency of the main grid will be the reference values. Among the controversial topics, we may point to the presence of virtual impedance and how to set these control factors. The reason for using a comparative controller is the simplicity of control in terms of performance as well as implementation [10].

Materials and methods. Micro-grid is part of a power system that includes distributed generation sources that operate as a load or power source and must be operational after being disconnected from the main grid.

The Micro-grid is connected to the distribution network in normal mode. If a fault or short circuit occurs in the distribution system, the fault detection system commands breaker and that the Micro-grid goes to autonomous or islanding mode. We have the highest number of frequency instability and voltage problems in islanding mode, and in most cases, we observe voltage and frequency drops. The overall Micro-grid inertia is low; therefore, sudden changes in load or faults in absence of an effective protection and control system, the Micro-grid experiences instant instability and collapse. In result, we need a controller that can stabilize the system.

Controlling distributed sources in Micro-grids bears high importance in optimizing and increasing the reliability and stability of power network. The PID controller is one of the most commonly used feedback controllers that has been used in a wide range of controlling processes such as DC motor speed control, pressure control, and temperature control, etc. The PID controller computes the «error» value between the process output and the desired input value. The goal of controller is to minimize error via adjusting process control inputs.

In fact, the PID controller is used to control the frequency and stability of the system and thus the power control. An example of controllers that are widely used in controlling industrial processes is called a Proportional–

Integral–Derivative controller or PID. Figure 1 shows block diagram of Unity Feedback System with controller.

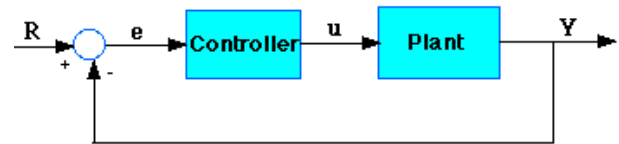


Fig. 1. Unity Feedback System

The transfer function of the PID controller appears as follows

$$K_P + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_P s + K_I}{s}, \quad (1)$$

where K_P – proportional gain, K_I – integral gain, K_D – derivative gain.

First, it is necessary to look at how the PID controller works in a closed-loop system using the schematic shown above. The variable (e) represents the tracking error, the difference between the desired input value (R) and the actual output (Y). This error signal (e) is sent to the PID controller, which computes both the derivative and the integral of this error signal. The signal (u), just past the controller, is now equal to the proportional gain (K_P) times the magnitude of the error plus the integral gain (K_I) times the integral of the error plus the derivative gain (K_D) times the derivative of the error

$$U = K_P e + K_I \int e dt + K_D \frac{de}{dt}. \quad (2)$$

The signal (u) is sent to the plant. The new output (Y) returns again to the sensor to find the new error signal (e). The proportional controller (K_P) affects the on reduction of the rise time and the integral controller (K_I) affects the elimination of the steady-state error. The derivative control (K_D) affects the increase the stability of the system, reduce the overshoot, and improve the transient response. The effects of each of the Controllers K_P , K_D , and K_I on a closed-loop system are summarized in the table below. Table 1 shows the effect of change in the coefficient of PID Controllers on rise time and steady state error in closed-loop system.

Table 1

Effect of PID controllers on a closed-loop system

CL response	Rise time	Overshoot	Settling time	S-S error
K_P	Decrease	Increase	Small change	Decrease
K_I	Decrease	Increase	Increase	Eliminate
K_D	Small change	Decrease	Decrease	Small change

In the Table 1 CL is closed-loop system, overshoot is the occurrence of a signal or function exceeding its target, rise time is the time taken by a signal to change from a specified low value to a specified high value, settling time includes a propagation delay, plus the time required for the output to slew to the vicinity of the final value, recover from the overload condition associated with slew, and finally settle to within the specified error,

S-S error is: steady state error. Steady-state error is defined as the difference between the input (command) and the output of a system in the limit as time goes to infinity (i.e. when the response has reached steady state).

In this section, an adaptive control is proposed in order to determine the parameters of the PID controller to deal with complex and uncertain conditions, which is due to reduced computations.

It is supposed that the PID controlling method determines the optimal optimization parameters based on adaptive control. This method applies an adaptive control method to find the optimal parameters. Therefore, the quality of detecting the range of optimal domain extracted for algorithm operation. The order of the effect of the suggested method is in extracting the best range of values; so that, it provides the closest PID controller values.

Adaptive control. In control of power systems, the dynamics of the system may be fully apparent at the start of operation, but its parameters face unpredictable changes through the control process. Therefore, the initially designed controller, which was initially appropriate, may not be able to control the changing system without the redesign of the controller. In general, the main purpose of the adaptive control is to consistently maintain the system's operation against parametric uncertainty or their uncertain changes. Regarding that such a parametric uncertainty and/or their variation may occur in many practical problems, adaptive control is useful in a number of industrial situations.

In existing adaptive methods in nonlinear systems, it is generally required to make the planetary dynamics linearly parametric, i.e. parametric uncertainty is functionally expressed as a line of an uncertain set of parameter. Linear parameterization and in result, adaptive control cannot be reached in some cases, but resistant control (or adaptive control with semi resistant sentences) may be possible.

An adaptive controller differs with a regular controller from the point that the controller parameters are changeable in it and that there is a mechanism based on system signals used for timely adjustment of such parameters. In the design of non-adaptive controllers, the structure (such as the polarity determination) is firstly determined, and then the controller parameters are computed based on the system parameters. In the adaptive control, the essential difference is that the system parameters are uncertain; so, the controller parameters should be obtained by an adaptive law. Consequently, adaptive control design is more complicated because of the additional requirements of the selecting adaptation law and proving system stability against adaptation.

The basis of adaptive control is the parameter estimation that is a branch of system identification. Common estimation methods include recursive least squares and descending gradients.

In fact, adaptive control systems are often used to control time variable parameters. The design of a comparative controller usually involves the following three steps:

- selecting a control law that includes variable parameters;

- selecting an adaption law to set these parameters;
- analyzing the properties of the convergence of the resulting control systems.

Many distributed generation sources, such as fuel cells, photovoltaic cells and microturbines, are connected through a grid voltage source inverter. Therefore, in order to control power, distributed generation sources are connected as a DC voltage source and through the inverter to the grid (Fig. 2).

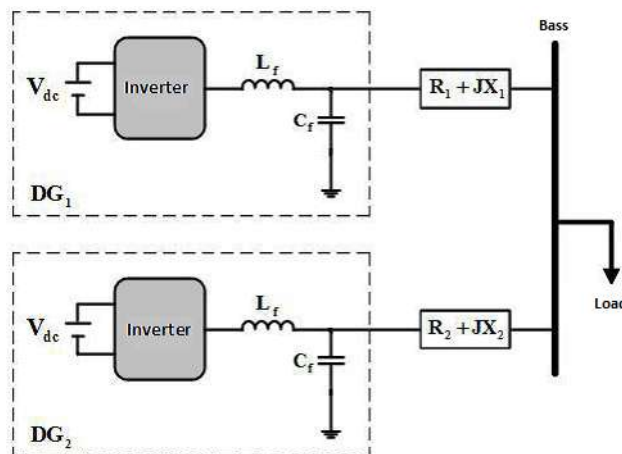


Fig. 2. The structure of the network studied

Tiny network structure studied. Distribution sources can be an island for some reason, such as error or planning, to maintain their goals. In this state of operation, the distributed generation sources have no connection to the main grid. Therefore, the power control strategy of this state of operation should meet the following objectives:

- adjusting frequency;
- maintaining and adjusting voltage;
- managing the distribution of active and reactive powers between distributed island sources;
- performing proper distribution of power between sources when changing loads.

Figure 3 shows the controller in island state. The controller constitutes of three main components of power control, voltage control and current control, which are described below.

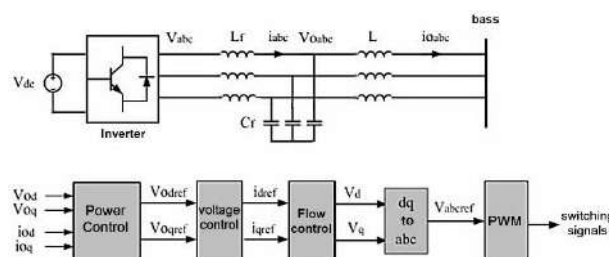


Fig. 3. Controller in the island fashion

Reactive power control. In the control of reactive power, the Droop method has been used to calculate the active and reactive power of the inverter output using the measured values of the current and the inverter output voltage. It also uses a low pass filter whose off frequency is 10 % of the nominal frequency of the system, to eliminate oscillations and obtain essential output power content.

Equations (3) and (4) indicate the power computation method.

$$P = \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega_C}{S + \omega_C} (V_{od} I_{od} + V_{oq} I_{oq}); \quad (3)$$

$$Q = \frac{3}{2} \cdot \frac{\omega_C}{S + \omega_C} (V_{oq} I_{od} + V_{od} I_{oq}). \quad (4)$$

The Drop features are used up to the provision of a drop in the range and frequency of the output voltage, as follows

$$\omega = \omega_n - mP; \quad (5)$$

$$V = V_n - nQ. \quad (6)$$

Finally, the controller is designed in a way to allocate the reference voltage, obtained by the Droop method, to the d -axis and set the reference q to zero. These reference values are voltage control inputs (Fig.4-6).

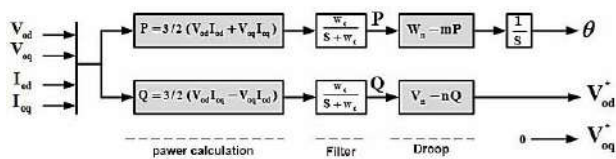


Fig. 4. Reactive power controller in the island fashion

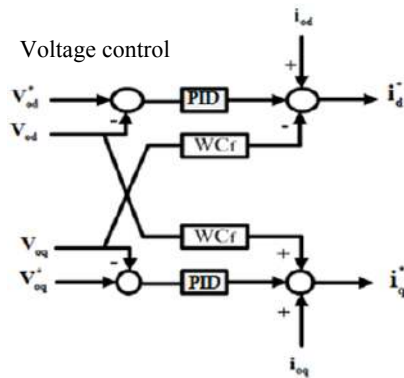


Fig. 5. Voltage controller in the island fashion

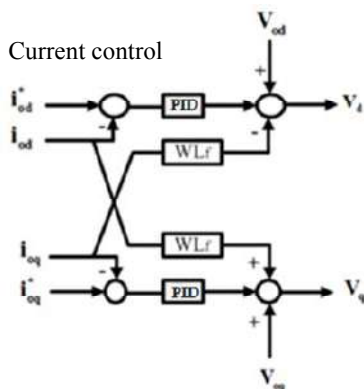


Fig. 6. Current controller in the island fashion

Optimization method for PID controller parameters with adaptive control. The parameters considered in the optimization of the coefficients are IIK, PIK, IVK, and PVK. The optimization goal is to minimize current and voltage errors according to the Fig. 7.

The considered Micro-grid parameters are simulated in MATLAB software and the results of their optimization by adoptive control method are presented in the following Tables 2, 3.

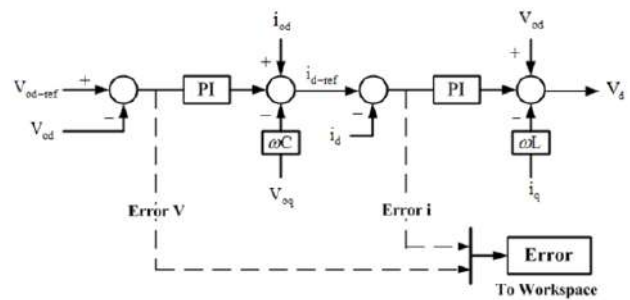


Fig. 7. Optimization of controller parameters by minimizing voltage and current errors

Table 2

Network parameters studied			
Parameter	Value		
DG ₁ , DG ₂	Source voltage V_{DC}	580 V	
	Inductance filter inverter (L_f)	1 mH	
	Capacitance filter inverter (C_f)	50 μ F	
	Frequency switching inverter (f_s)	8 kHz	
	m	$6.25 \cdot 10^{-5}$	
	n	$1.8 \cdot 10^{-3}$	
	f_n	50 Hz	
	V_n	$220 \sqrt{2}$	
Z_1, Z_2	$0.424j \Omega$		
Power	6 kW		
Voltage effective line	$220 \sqrt{3}$		

Table 2

Results obtained from optimization

	K_P	K_I	K_D
Normal PID control	0.13034	10.418	0.63969
Adaptive PID control	0.32987	39.962	1.0926

To check the performance of the controller, the load at the instant of $t = 0.6$ s is changed from 6 kW to 10 kW. The following is the simulation's output with parameters optimized by comparative control.

According to the obtained forms:

- power is divided between units in proper mode;
- frequency drops are within permissible range.

Simulation outputs are desirable. Although there are overshoot in outputs, but its value is ignorable. Also, the output speed is desired. Simulation outputs with parameters optimized by adoptive control method are also given below. With regard to the output figures with optimized parameters, the following results are achievable:

- power is divided between units;
- frequency drops are in the allowed range.

Simulation outputs are desirable in terms of speed and overshoot and there is no overshoot and undershoot in the responses (Fig. 8).

In this Fig. 8 distributed generation (DG) is an approach that employs small-scale technologies to produce electricity close to the end users of power. DG technologies often consist of modular (and sometimes renewable-energy) generators, and they offer a number of potential benefits.

As a result, it is notable that the optimization of the adoptive control is done correctly and the system has optimal response with these optimal parameters.

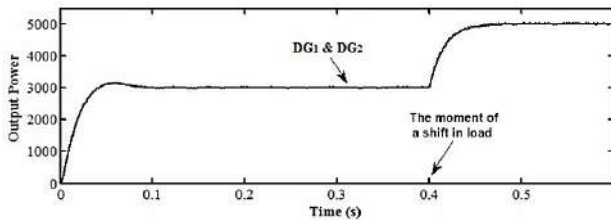


Fig. 8. Output power of DGs with parameters optimized by adaptive control

Stability analysis method for determining the function of converting voltage and current controllers. Block current controller diagram in island state shown in Fig. 9, where V_0 is the disturbance input.

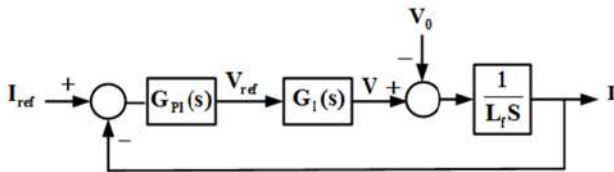


Fig. 9. Block current controller diagram in island state

The inverter conversion function is $G_I(S) = 1$ and $G_{PI}(S)$ is PID controller conversion function, expressed as

$$G_{PI}(S) = K_{PID} + \frac{K_{II}}{S} \quad (7)$$

Block diagram of voltage controller in island state shown in Fig. 10, where I_0 is the disturbance input.

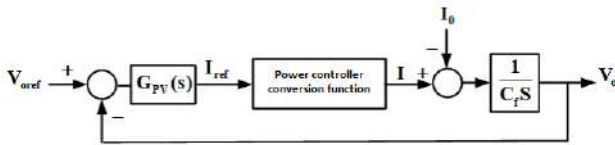


Fig.10. Block Diagram of Voltage Controller in Island State

$G_{PV}(S)$ is the PID controller conversion function, as follows

$$G_{PV}(S) = K_{PV} + \frac{K_{IV}}{S} \quad (8)$$

In order to obtain the voltage controller conversion function, firstly obtain the current controller conversion function and then, the conversion function obtained will be considered in the voltage controller. The stability of the controller can be checked upon obtaining the open loop and closed loop function and having parameters. In order to analyze the stability of the optimal comparator control, first, the stability of the current controller and then the stability of the voltage controller must be checked. These analyses are performed according to the parameters optimized by comparative control.

The current controller conversion function is

$$T_{I-Adaptive}(S) = \frac{1.3123 \cdot S + 309.08}{0.5 \cdot 10^{-3} \cdot S^2 + 1.3123 \cdot S + 309.08} \quad (9)$$

The graph of these conversion functions is shown in the Fig. 11, 12. Considering the Figure it is founded that the margin of interest and the margin of the controller phase are positive; therefore, the system is stable.

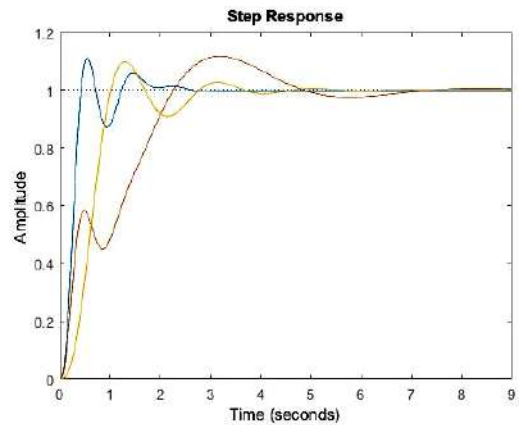


Fig. 11. Voltage controller stage response in island state with parameters optimized by adaptive control

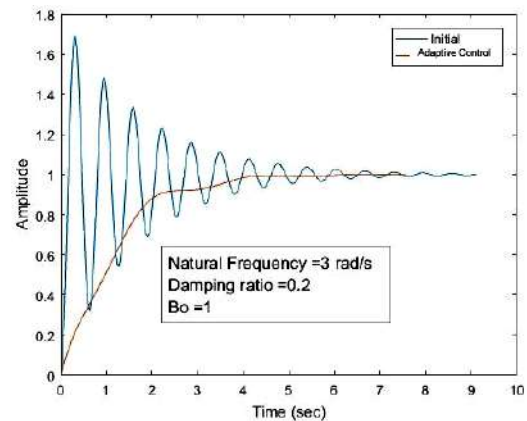


Fig. 12. Controller stage response in island state with parameters optimized by adaptive control

Conclusion. The adoptive control method was used to select the optimal PID controller parameters in Micro-grid. The sample grid and the adoptive control used for finding the most optimal response were implemented in MATLAB software. The simulation results show the correct control of the reactive power between the Micro-grids distributed generation sources. These simulation results also indicate that the optimization of the parameters is done correctly and the system responses are desirable. These responses were evaluated in terms of the speed and error of the steady state.

Sustainability analysis was performed with optimized parameters and the stability of the systems with bad graphs and their performance and speed were investigated with step responses. The performance of these systems was also investigated against step type turbulence. The results of this thesis once again indicate the requirement of proper selection of correct controller coefficients, because the lack of proper selection may lead to undesirable and oscillatory responses of the system.

REFERENCES

1. Elkhatib M.E., El-Shatshat R., Salama M.M.A. Novel Coordinated Voltage Control for Smart Distribution Networks with DG. *IEEE Transactions on Smart Grid*, 2011, vol.2, no.4, pp. 598-605. doi: 10.1109/TSG.2011.2162083.
2. Pepermans G., Driesen J., Haeseldonckx G., Belmans R., D'haeseleer W. Distributed generation: definition, benefits and issues. *Energy Policy*, 2005, vol.33, no.6, pp. 787-798. doi: 10.1016/j.enpol.2003.10.004.

3. Mandis A.C., Manoloiu A., StefanaNeagoe A.G., Leonida T., Neagoe A.C. Impact of distributed generation on steady state of electrical networks. *Proceedings of ISFEE '2014 – International Symposium on Fundamentals of Electrical Engineering*. doi: **10.1109/ISFEE.2014.7050605**.
4. Rezaei N., Haghifam M-R. Protection scheme for a distribution system with distributed generation using neural networks. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2008, vol.30, no.4, pp. 235-241. doi: **10.1016/j.ijepes.2007.07.006**.
5. Poornazaryan B., Karimyan P., Gharehpetian G.B., Abedi M. Optimal allocation and sizing of DG units considering voltage stability, losses and load variations. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol.79, pp. 42-52. doi: **10.1016/j.ijepes.2015.12.034**.
6. Sheng W., Meng X., Zhao S., Song X. Maximum penetration level of distributed generation in consideration of voltage fluctuations based on multi-resolution model. *IET Generation, Transmission & Distribution*, 2015, vol.9, no.3, pp. 241-248. doi: **10.1049/iet-gtd.2013.0883**.
7. Pandi V.R., Zeineldin H.H., Xiao W. Determining Optimal Location and Size of Distributed Generation Resources Considering Harmonic and Protection Coordination Limits. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2013, vol.28, no.2, pp. 1245-1254. doi: **10.1109/TPWRS.2012.2209687**.
8. Bevrani H., Ghosh A., Ledwich G. Renewable energy sources and frequency regulation: survey and new perspectives. *IET Renewable Power Generation*, 2010, vol.4, no.5, pp. 438-457. doi: **10.1049/iet-rpg.2009.0049**.
9. Shiva C.K., Mukherjee V. Automatic generation control of interconnected power system for robust decentralized random load disturbances using a novel quasioppositional harmony search algorithm. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2015, vol.73, pp. 991-1001. doi: **10.1016/j.ijepes.2015.06.016**.
10. Rerkpreedapong D., Hasanovic A., Feliachi A. Robust load frequency control using genetic algorithms and linear matrix inequalities. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2003, vol.18, no.2, pp. 855-861. doi: **10.1109/TPWRS.2003.811005**.
11. Esmaeli A. Stability analysis and control of microgrids by sliding mode control. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol.78, pp. 22-28. doi: **10.1016/j.ijepes.2015.11.068**.
12. Miveh M.R., Rahmat M.F., Ghadimi A.A., Mustafa M.W. Control techniques for three-phase four-leg voltage source inverters in autonomous Micro-grids: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2016, vol.54, pp. 1592-1610. doi: **10.1016/j.rser.2015.10.079**.
13. Khalghani M.R., Khooban M.H., Mahboubi-Moghaddam E., Vafamand V., Goodarzi M. A self-tuning load frequency control strategy for Micro-grids: Human brain emotional learning. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2016, vol.75, pp. 311-319. doi: **10.1016/j.ijepes.2015.08.026**.
14. Ghanbarian M.M., Nayeripour M., Rajaei A., Mansouri M.M. Design and implementation of a new modified sliding mode controller for grid connected inverter to controlling the voltage and frequency. *ISA Transactions*, 2016, vol.61, pp. 179-187. doi: **10.1016/j.isatra.2015.11.023**.
15. Mahmoud M.S., Alyazidi N.M., Abouheaf M.I. Adaptive intelligent techniques for Micro-grid control systems: A survey. *International Journal of Electrical Power & Energy Systems*, 2017, vol.90, pp. 292-305. doi: **10.1016/j.ijepes.2017.02.008**.
16. Shariatzadeh F., Kumar N., Srivastava A.K. Optimal Control Algorithms for Reconfiguration of Shipboard Micro-grid Distribution System Using Intelligent Techniques. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2017, vol.53, no.1, pp. 474-482. doi: **10.1109/TIA.2016.2601558**.
17. Sedighzadeha M., Esmaili M., Eisapour-Moarref A. Voltage and frequency regulation in autonomous Micro-grids using Hybrid Big Bang-Big Crunch algorithm. *Applied Soft Computing*, 2017, vol.52, pp. 176-189. doi: **10.1016/j.asoc.2016.12.031**.

Received 07.05.2019

Amin Moghayadnia¹, Candidate of Power Engineering, M.Sc. Student,
 S. Ehsan Razavi¹, Doctor of Control Engineering, Assistant Professor,
¹Department of Electrical Engineering, Mashhad Branch, Islamic Azad University, Ostad Yusofi Str., Emamieh Boulevard, GhasemAbad, Mashhad, Iran.
 e-mail: ehsanrazavi@mshdiau.ac.ir, e_razavi_control@yahoo.com

00008

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

