



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

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи.

Силова електроніка

Теоретична електротехніка та електрофізика

Техніка сильних електричних та магнітних полів.

Кабельна техніка

Електричні станції, мережі і системи

З 2016р. 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
Doležel I. Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
Féliachi M. Professor, University of Nantes, France
Gurevich V.I. Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Kildishev A.V. Associate Research Professor, Purdue University, USA
Kuznetsov B.I. Professor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine
Kyrylenko O.V. Professor, Member of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Podoltsev A.D. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Rainin V.E. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Rezynkina M.M. Professor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine
Rožanov Yu.K. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Shkolnik A.A. Ph.D., Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, member of CIGRE (SC A2 - Transformers), Haifa, Israel
Yuferov V.B. Professor, National Science Center "Kharkiv Institute of Physics and Technology", Ukraine
Vinitzki Yu.D. Professor, GE EEM, Moscow, Russia
Zagirnyak M.V. Professor, Member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskyi National University, Ukraine
Zgraja J. Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland

НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

- Клименко Б.В.** головний редактор, професор, НТУ "ХПІ"
Сокол Є.І. заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, ректор НТУ "ХПІ"
Розов В.Ю. заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, директор ДУ "ІТПМ НАНУ"
Гречко О.М. відповідальний секретар, к.т.н., НТУ "ХПІ"
Баранов М.І. д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Боев В.М. професор, НТУ "ХПІ"
Веприк Ю.М. професор, НТУ "ХПІ"
Гриб О.Г. професор, НТУ "ХПІ"
Гурин А.Г. професор, НТУ "ХПІ"
Данько В.Г. професор, НТУ "ХПІ"
Жемеров Г.Г. професор, НТУ "ХПІ"
Клепиков В.Б. професор, НТУ "ХПІ"
Кравченко В.І. професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Мілих В.І. професор, НТУ "ХПІ"
Михайлов В.М. професор, НТУ "ХПІ"
Омельяненко В.І. професор, НТУ "ХПІ"
Пуйло Г.В. професор, ОНТУ, Одеса
Резинкін О.Л. професор, НТУ "ХПІ"
Сосков А.Г. професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова,
Ткачук В.І. професор, НУ "Львівська Політехніка"
Шинкаренко В.Ф. професор, Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"

* 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.), NTU "KhPI"
Boev V.M. Professor, NTU "KhPI"
Vepryk Yu.M. Professor, NTU "KhPI"
Gryb O.G. Professor, NTU "KhPI"
Guryn A.G. Professor, NTU "KhPI"
Dan'ko V.G. Professor, NTU "KhPI"
Zhemerov G.G. Professor, NTU "KhPI"
Klepikov V.B. Professor, NTU "KhPI"
Kravchenko V.I. Professor, NTU "KhPI"
Milykh V.I. Professor, NTU "KhPI"
Mikhaylov V.M. Professor, NTU "KhPI"
Omel'yanenko V.I. Professor, NTU "KhPI"
Puilo G.V. Professor, Odessa National Polytechnic University
Rezynkin O.L. Professor, NTU "KhPI"
Soskov A.G. Professor, O.M. Beketov National University
Tkachuk V.I. Professor, Lviv Polytechnic National University
Shynkarenko V.F. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"

* 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", Kyrpuchova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +38 057 7076281, +38 067 3594696, e-mail: a.m.grechko@gmail.com (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

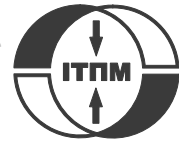
ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2017
© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2017

Підписано до друку 15.12.2017 р. Формат 60 x 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2017. 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 41: Композиционные материалы: их классификация, технологии изготовления, свойства и области применения в современной технике 3

Електричні машини та апарати

Pliugin V., Petrenko O., Grinina V., Grinin O., Yehorov A. Imitation model of a high-speed induction motor with frequency control 14

Болюх В.Ф., Кочерга А.И., Шукин И.С. Влияние параметров якоря линейного импульсного электромеханического преобразователя на его эффективность 21

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Petrenko O., Liubarskiy B., Pliugin V. Determination of railway rolling stock optimal movement modes 27

Яровенко В.А., Черников П.С. Метод расчета переходных режимов гребных электроэнергетических установок электроходов 32

Теоретична електротехніка та електрофізика

Михайлов В.М., Чунихин К.В. Тестирование численного решения задачи определения источников магнитостатического поля в намагничиваемой среде 42

Ganji J. Numerical simulation of thermal behavior and optimization of a-Si/a-Si/C-Si/a-Si/A-Si hit solar cell at high temperatures 47

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Anokhin Y.L., Brzhezyskiy V.O., Haran Ya.O., Masliuchenko I.M., Protsenko O.P., Trotsenko Ye.O. Application of high voltage dividers for power quality indices measurement 53

Баранов М.И., Рудаков С.В. Приближенный расчет основных характеристик плазмы при воздушном электрическом взрыве металлического проводника 60

Беспрозванных А.В., Рогинский А.В. Мониторинг стабильности технологического процесса изготовления электроизоляционных систем тяговых электрических машин 65

Електричні станції, мережі і системи

Shevchenko S.Yu., Savchenko N.A., Tretjak A.V. Managing the load schedule of the administrative building taking into account emerging risks when connecting the kinetic energy storage to the power supply system 69

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 41: Composite materials: their classification, technologies of making, properties and application domains in modern technique 3

Electrical Machines and Apparatus

Pliugin V., Petrenko O., Grinina V., Grinin O., Yehorov A. Imitation model of a high-speed induction motor with frequency control 14

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Bolyukh V.F., Kocherga A.I., Schukin I.S. Influence of anchor parameters of a linear pulse electromechanical converter on its efficiency 21

Petrenko O., Liubarskiy B., Pliugin V. Determination of railway rolling stock optimal movement modes 27

Yarovenko V.A., Chernikov P.S. A calculation method of transient modes of electric ships' propelling electric plants 32

Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics

Mikhailov V.M., Chunikhin K.V. Testing of numerical solution of the problem of determining sources of magnetostatic field in magnetized medium 42

Ganji J. Numerical simulation of thermal behavior and optimization of a-Si/a-Si/C-Si/a-Si/A-Si hit solar cell at high temperatures 47

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Anokhin Y.L., Brzhezytskyi V.O., Haran Ya.O., Masliuchenko I.M., Protsenko O.P., Trotsenko Ye.O. Application of high voltage dividers for power quality indices measurement.....	53
Baranov M.I., Rudakov S.V. Approximate calculation of basic characteristics of plasma at the air electric explosion of metal conductor.....	60
Bezprozvannykh G.V., Roginskiy A.V. The stability monitoring of the manufacturing process of electrical insulating systems of traction electric machines.....	65

Power Stations, Grids and Systems

Shevchenko S.Yu., Savchenko N.A., Tretjak A.V. Managing the load schedule of the administrative building taking into account emerging risks when connecting the kinetic energy storage to the power supply system.....	69
--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2018 рік – 330,18 грн., на два місяці – 55,03 грн., на чотири місяці – 110,06 грн., на шість місяців – 165,09 грн., на вісім місяців – 220,12 грн., на десять місяців – 275,15 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.

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 (ICV2016:92.55), Російський Індекс Научного Цитування – РИНЦ (ELIBRARY), Google Scholar, 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 41: КОМПОЗИЦИОННЫЕ МАТЕРИАЛЫ: ИХ КЛАССИФИКАЦИЯ, ТЕХНОЛОГИИ ИЗГОТОВЛЕНИЯ, СВОЙСТВА И ОБЛАСТИ ПРИМЕНЕНИЯ В СОВРЕМЕННОЙ ТЕХНИКЕ

Наведено науково-технічний огляд про стан, досягнення і перспективи розвитку робіт вітчизняних і зарубіжних вчених-матеріалознавців в галузі розробки і створення композиційних матеріалів, що володіють в порівнянні з традиційними однорідними матеріалами суттєво вищими фізико-механічними характеристиками. Описані основні класифікації, технології отримання, властивості і галузі застосування подібних матеріалів-композитів в техніці. Бібл. 22, рис. 6.

Ключові слова: композиційні матеріали, основні технології отримання композитів, переваги композитів перед традиційними матеріалами, світові досягнення в створенні композитів.

Приведен научно-технический обзор о состоянии, достижениях и перспективах развития работ отечественных и зарубежных ученых-материаловедов в области разработки и создания композиционных материалов, обладающих по сравнению с традиционными однородными материалами существенно более высокими физико-механическими характеристиками. Описаны основные классификации, технологии получения, свойства и области применения подобных материалов-композитов в технике. Библ. 22, рис. 6.

Ключевые слова: композиционные материалы, основные технологии получения композитов, преимущества композитов перед традиционными материалами, мировые достижения в создании композитов.

Введение. Дальнейшее прогрессивное развитие в мире современной техники в машиностроительной, электротехнической, электроэнергетической, приборостроительной, авиа- и ракетостроительной отраслях промышленности требует создания многообразных новых материалов с их все более высокими эксплуатационными свойствами. Ученые и специалисты из многих стран мира, занимающиеся в области материаловедения исследованием поведения и экспериментальным установлением физико-технических характеристик различных металлов и сплавов, достаточно давно пришли к заключению о том, что создание неоднородных твердых композиций при правильном выборе их исходных компонентов может приводить к получению новых материалов с их существенно улучшенными по сравнению с известными однородными материалами механическими характеристиками. Подобные материалы в материаловедении получили название композиционных. Согласно современным представлениям *композиционный материал* (КМ) – это искусственно созданный неоднородный сплошной материал, состоящий из двух или более компонентов с четкой границей раздела между ними [1]. Одним из «древнейших» и поныне используемым во всем мире КМ является «булат», содержащий тончайшие слои (иногда нити) высокоуглеродистой стали, которые «склеены» (соединены) между собой мягким низкоуглеродистым железом [1]. После того, как в металловедении и физике металлов были научно объяснены причины их пластичности, упругости и прочности, а также достоверно установлены основные физико-химические пути заметного увеличения (усиления) показателей этих физических свойств [2], в ведущих материаловедческих лабораториях мира начались интенсивные системные разработки новых неметаллических материалов с их значительно повышенными физико-механическими характеристиками. В последние десятилетия материаловеды промышленно развитых стран мира активно занимаются на-

учно-техническим поиском новых КМ, целенаправленным созданием наиболее перспективных по своим физико-механическим свойствам для ряда бурно развивающихся областей современной техники и сравнительно дешевых в производстве КМ (композитов).

Целью статьи является составление краткого научно-технического обзора о состоянии, достижениях и перспективах развития в мире работ материаловедов в области разработки и изготовления композитов.

1. Классификация композитов. В большинстве КМ, являющихся, как правило, многокомпонентными материалами, используемые в них компоненты (составные части) можно разделить на матрицу (непрерывную по всему объему КМ пластичную основу) и включенные в нее армирующие элементы (прерывистые по объему КМ упрочнители-наполнители), которые обладают высокой прочностью, жесткостью, термостойкостью и другими физическими свойствами [1-3]. Заметим, что матрица КМ обеспечивает монолитность создаваемого материала, придает требуемую форму создаваемому изделию, осуществляет передачу механического напряжения от одной части среды наполнителя к другой, защищает арматуру-упрочнитель от механического повреждения и обеспечивает механическую и иную стойкость КМ в целом к различным внешним силовым воздействиям. Специалисты (материаловеды и технологи), варьируя составами матриц и наполнителей, их процентным соотношением и пространственной ориентацией арматуры-наполнителя в объеме КМ, в настоящее время могут получать весьма широкий спектр КМ с требуемым набором их свойств [1-3]. В этой связи все композиты по виду применяемой в КМ матрицы сейчас классифицируются на [1]:

- композиты с полимерной матрицей;
- композиты с металлической матрицей;
- композиты с керамической матрицей;
- композиты с системой типа «оксид-оксид».

© М.И. Баранов

По виду используемого в КМ наполнителя (армирующей компоненты) существующие и вновь создаваемые композиты классифицируются на [1]:

- композиты волокнистые (армирующие компоненты – волокнистые структуры из не- и металлов);
- композиты слоистые (армирующие компоненты – отдельные слоистые структуры, рис. 1);
- композиты типа «наполненные пластики» (армирующие компоненты – нано- и микрочастицы);
- композиты насыпные, имеющие гомогенные диспергированные не- и металлические структуры;
- композиты скелетные, в которых исходные структуры наполнены связующим материалом.

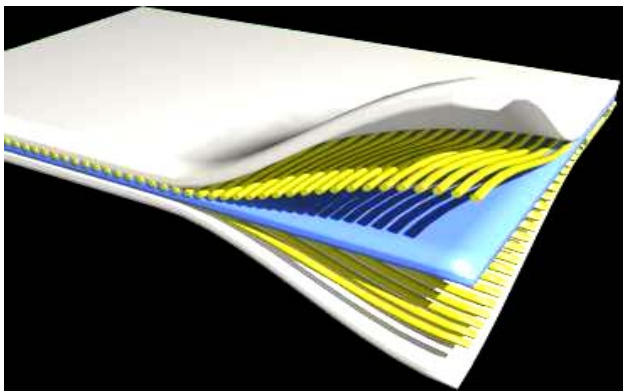


Рис. 1. Схема расположения отдельных слоев в КМ [1]

По типу упрочнителя-наполнителя волокнистые КМ классифицируются на следующие группы [2]:

- стекловолкнисты со стеклянными волокнами;
- карбоволкнисты с углеродными волокнами;
- борволкнисты с борными волокнами;
- органоволкнисты с синтетическими нитями.

Кроме того, КМ по геометрии входящего в их состав армирующего элемента-наполнителя подразделяются на следующие основные группы [4, 5]:

- с нульмерными наполнителями (упрочнителями структуры), размеры которых в трех пространственных измерениях имеют один и тот же порядок;
- с одномерными наполнителями, один из размеров которых значительно превышает два других;
- с двумерными наполнителями, два любых размера которых значительно превышают третий.

По схеме расположения армирующего элемента-наполнителя КМ подразделяются на такие группы [4]:

- с одноосным (линейным) расположением упрочнителя-наполнителя в матрице в виде параллельных волокон, нитей и нитевидных монокристаллов;
- с двухосным (плоскостным) расположением армирующего упрочнителя-наполнителя, матов из нитевидных монокристаллов и металлических фольг в матрице с параллельным размещением их плоскостей;
- с трехосным (объемным) расположением армирующего упрочнителя-наполнителя и отсутствием преимущественного направления в его расположении.

По физической природе своих компонентов КМ подразделяются на следующие большие группы [4, 5]:

- композиты, содержащие в своем составе компоненты из различных металлов или сплавов;

- композиты, содержащие внутри себя компоненты из различных неорганических соединений (например, оксидов, карбидов, нитридов и др.);

- композиты, содержащие компоненты из неметаллических элементов (включая углерод, бор и др.);

- композиты, содержащие компоненты из органических соединений (например, эпоксидные, полиэфирные, фенольные смолы и иные химсоединения).

Как видим, КМ имеют достаточно обширную классификацию. В дальнейшем более подробно остановимся на некоторых из перечисленных композитов.

2. Основные технологии получения композитов. Рассмотрим ряд композитов, приведенных выше.

2.1. Волокнистые композиты. Механические характеристики таких КМ определяются свойствами используемых в их составе большого числа параллельных непрерывных волокон. В каждом слое КМ волокна могут быть при этом сотканы в ткань, которая представляет собой исходную форму, размеры которой соответствуют геометрическим параметрам конечного материала [1-5]. Матрица такого композита должна перераспределять механические напряжения между армирующими волокнами. Поэтому прочность и модуль упругости применяемых в таком композите волокон должны быть значительно больше, чем прочность и модуль упругости матрицы. Жесткие армирующие волокна воспринимают механические напряжения, возникающие в композите при его силовом нагружении, а также придают ей прочность и жесткость в направлении ориентации волокон. Например, для упрочнения алюминия, магния и их сплавов в этом случае применяют борные волокна, а также волокна из тугоплавких соединений (например, карбидов, нитридов, боридов и оксидов), имеющих высокие прочность и модуль упругости. Нередко используют в качестве волокон проволоку из высокопрочных сталей [1-5]. Для рассматриваемых КМ при армировании титана и его сплавов применяют молибденовую проволоку, волокна сапфира, карбида кремния и бориды титана. Повышение жаропрочности никелевых сплавов достигается армированием их вольфрамовой или молибденовой проволокой [1-5]. Металлические волокна используют и в тех случаях, когда для создаваемого композита требуются высокие показатели теплопроводности и электропроводности. Перспективными упрочнителями-наполнителями для высокопрочных и высокомодульных волокнистых КМ являются нитевидные кристаллы из оксида и нитрида алюминия, карбида и нитрида кремния, карбида бора и др. [1-5]. Композиты на металлической основе обладают высокой прочностью и жаропрочностью. В то же время они мало пластичны. Однако армирующие волокна в КМ уменьшают скорость распространения по нему (композиту) трещин, зарождающихся в матрице. Это практически полностью исключает внезапное хрупкое разрушение КМ. Отличительной особенностью волокнистых одноосных КМ являются их анизотропия механических свойств вдоль и поперек волокон и малая чувствительность к концентраторам механического напряжения. Анизотропия свойств *волокнистых композитов* учитывается при конструировании из них деталей машин (аппаратов) для опти-

мизации свойств КМ путем согласования поля сопротивления с полями механических напряжений в нем. Было установлено, что армирование алюминиевых, магниевых и титановых сплавов непрерывными тугоплавкими волокнами бора, карбида кремния, борида титана и оксида алюминия значительно повышает их жаропрочность [1-5]. Так, сплавы алюминия, армированные волокнами бора, можно надежно эксплуатировать при температурах до (450-500) °С вместо (250-300) °С [1-5]. Основным недостатком композитов с одно- и двухмерным армированием их волокнами является низкое сопротивление КМ межслоному сдвигу и поперечному обрыву. Этого лишены материалы с объемным армированием их волокнами [1-5].

2.2. Дисперсно-упрочненные композиты. В отличие от волокнистых КМ в *дисперсно-упрочненных композитах* матрица является основным элементом, несущим внешнюю силовую нагрузку, а их наполнители (дисперсные частицы) тормозят движение в ней (матрице) дислокаций. В таких КМ высокая прочность достигается при размере дисперсных частиц (10-500) нм, а также при среднем расстоянии между ними (100-500) нм и равномерном распределении их в матрице [1-5]. В этих композитах прочность и жаропрочность в зависимости от объемного содержания упрочняющих фаз в их матрице не подчиняются закону аддитивности. Оптимальное содержание второй фазы в матрице для различных металлов в указанных КМ неодинаково, но обычно не превышает (5-10) % от объема материала матрицы [1]. Использование в качестве упрочняющих фаз стабильных тугоплавких соединений (например, оксидов тория, гафния, иттрия, сложных соединений оксидов и редкоземельных металлов), не растворяющихся в матричном металле композита, позволяет сохранить высокую прочность материала КМ до температур, приближающихся к температуре плавления металла матрицы [1]. В связи с этим такие КМ чаще всего применяют как жаропрочные материалы. Дисперсно-упрочненные композиты могут быть получены на основе большинства применяемых в настоящее время в технике металлов и сплавов (например, алюминия, магния, никеля, меди и др.) [1-5]. Наиболее широко в качестве подобных КМ используют сплавы на основе алюминия – САП (спеченный алюминиевый порошок с оксидом Al_2O_3) [1]. Плотность этих КМ практически равна плотности алюминия. Они не уступают ему по коррозионной стойкости и даже могут заменять титан и коррозионно-стойкие стали при работе в интервале температур (250-500) °С. По длительной прочности они превосходят деформируемые алюминиевые сплавы. Так, длительная прочность для сплавов типа САП-1 и САП-2 при 500 °С составляет (45-55) МПа [1]. По мнению материаловедов, большие перспективы у никелевых дисперсно-упрочненных материалов. Ими было установлено, что наиболее высокую жаропрочность имеют сплавы на основе никеля с (2-3) % двуоксида тория или двуоксида гафния [1-5]. Широкое применение среди рассматриваемых КМ получили сплавы типа ВДУ-1 (никель, упрочненный двуокисью тория), типа ВДУ-2 (никель, упрочненный двуокисью гафния) и типа ВДУ-3 (матрица из никеля Ni плюс

20 % по объему хрома Cr, упрочненная окисью тория ThO). Эти сплавы обладают высокой жаропрочностью. Следует отметить то, что введение в эти КМ (5-10) % армирующих наполнителей (тугоплавких оксидов, нитридов, боридов и карбидов) приводит к повышению сопротивляемости их металлической матрицы силовым нагрузкам. При этом эффект увеличения прочности материала сравнительно невелик. Однако, ценным здесь является увеличение жаропрочности получаемого композита по сравнению с исходной матрицей. Так, введение в жаропрочный хромоникелевый сплав тонкодисперсных порошков оксида тория или оксида циркония позволяет увеличить температуру, при которой изделия из этого сплава способны к длительной работе, с 1000 до 1200 °С [1-5]. Укажем, что дисперсно-упрочненные металлические композиты получают путем введения порошка наполнителя в расплавленный металл или методами порошковой металлургии [1-5]. Дисперсно-упрочненные КМ, также как и волокнистые композиты, стойки к разупрочнению с повышением воздействующей на них температуры и к длительности выдержки силового нагружения [1-5].

2.3. Стекловолокниты. Данный композит представляет собой композицию, состоящую из синтетической смолы, являющейся связующим, и стекловолоконного наполнителя-упрочнителя. При этом в качестве наполнителя обычно применяют непрерывное или короткое стекловолокно [1, 2]. Было установлено, что прочность стекловолокна резко возрастает с уменьшением его диаметра. Объясняется эта особенность устранением влияния на прочностные свойства тонких стекловолокон неоднородностей и трещин, возникающих в толстых (с большим поперечным сечением) стекловолокнах. Отметим, что свойства стекловолокна зависят также от содержания в его составе щелочи. Лучшие прочностные показатели у бесщелочных стекол алюмоборосиликатного состава [1-5]. Стекланные волокна обычно выполняются в виде нитей, жгутов (ровингов), стеклотканей (рис. 2), стекломатов и рубленых волокон [1]. Связующим в этих КМ являются полиэфирные, феноло-формальдегидные, эпоксидные и кремнийорганические смолы, полиимиды, алифатические полиамиды, поликарбонаты и др.



Рис. 2. Общий вид фрагмента оригинальной стеклоткани типа Parabeam 3D Glass fabric, состоящей из двух сотканых горизонтально размещенных параллельных стеклопластин, связанных друг с другом вертикальным стекловорсом, и образующей так называемую «сэндвич-стеклоструктуру» [6]

Неориентированные стекловолокниты содержат в качестве наполнителя короткое стекловолокно. Это позволяет прессовать детали сложной формы, включающие и металлическую арматуру [1]. КМ при этом получается с изотропными прочностными характеристиками, которые являются намного более высокими, чем у пресс-порошков. Известными представителями такого композита являются стекловолокниты типа АГ-4В, а также типа ДСВ (дозированные стекловолокниты) [1-6]. Их широко применяют для изготовления силовых электротехнических деталей и деталей машиностроительных изделий (например, золотников, уплотнений электронасосов и др.). При использовании в этих стекловолокнитах в качестве связующего непредельных полиэфиров получают премиксы типа ПСК (пастообразные) и препреги типа АП и ППМ (на основе стеклянного мата) [1]. Препреги можно применять для изготовления легких крупнобаритных изделий простых форм (например, кузовов автомашин, корпусов лодок и ряда приборов) [1-6].

Ориентированные стекловолокниты содержат наполнитель-упрочнитель в виде длинных стекловолокон, располагающихся в КМ ориентированно отдельными прядями и тщательно склеивающихся связующим веществом. Такая технология их изготовления обеспечивает по сравнению с неориентированными стекловолокнитами более высокую прочность получаемого стеклопластика [1-6]. Эти КМ могут надежно работать при воздействующих на них температурах от «минус» 60 °С до «плюс» 200 °С. Они способны выдерживать тропические атмосферные условия и большие инерционные перегрузки [1]. Известно, что проникающие ионизирующие излучения мало влияют на их механические и электрические свойства.

2.4. Карбоволокниты. Этот вид композита содержит связующую полимерную матрицу (на основе фенолформальдегидной или иной смолы) и упрочнитель-наполнитель в виде углеродного волокна (Carbon fiber) [1-6]. Углеродное волокно является новым материалом, состоящим из тонких нитей диаметром от 3 до 15 мкм, образованных преимущественно атомами углерода. Атомы углерода (carbon) в указанных нитях объединены в микроскопические кристаллы, выровненные параллельно друг другу. Выравнивание данных кристаллов придает углеродному волокну большую прочность на растяжение. Углеродные волокна характеризуются высокой силой натяжения, низким удельным весом, низким коэффициентом температурного расширения и химической инертностью [7]. Углеродные волокна получают из синтетических и природных волокон на основе целлюлозы, сополимеров и акрилонитрила [1, 7]. При их изготовлении используется термическая обработка волокна. Проводится она, как правило, в три этапа [7]: 1 этап – окисление при температуре 220 °С; 2 этап – карбонизация при температурах (1000–1500) °С; 3 этап – графитизация при температурах (1800–3000) °С. Такая технология приводит к образованию волокон, характеризующихся высоким содержанием в них углерода (до 99,5 % по массе). Высокая энергия связи атомов в углеродных волокнах позволяет им сохранять свою прочность при очень высоких температурах (в нейтральной среде до

2200 °С), а также и при низких температурах [1-7]. От окисления поверхности углеродные волокна предохраняют защитными пиролитическими покрытиями. В отличие от стеклянных волокон карбоволокна из-за низких показателей своей поверхностной энергии плохо смачиваются применяемым в технологиях их изготовления связующим (матрицей). Поэтому эти волокна перед их заливкой связующим подвергаются травлению [1, 7]. При этом увеличивается степень активирования углеродных волокон по содержанию карбоксильной группы на их наружной поверхности. Из-за этого межслойная прочность при сдвиге для углепластиков увеличивается в 1,6-2,5 раза [1]. Кроме того, при изготовлении рассматриваемых КМ применяется вискеризация нитевидных кристаллов углерода оксидом титана TiO₂, что обеспечивает увеличение межслойной жесткости углепластиков до двух раз и прочности почти в 2,8 раза [1]. Часто при изготовлении *карбоволокнитов (углепластов)* применяются пространственно-армированные структуры. В этом случае связующими (матрицами) служат синтетические полимеры, что обуславливает и название получаемых при этом композитов – полимерные карбоволокниты. В случае, когда в процессе изготовления КМ синтетические полимеры подвергаются пиролизу получаемые композиты называются коксованными карбоволокнитами. При использовании в технологии производства рассматриваемых композитов пиролитического углерода получаемые с его помощью КМ носят название пироуглеродных карбоволокнитов [7].

Эпоксифенольные карбоволокниты типа КМУ-1л могут длительно работать при температуре до 200 °С. Карбоволокниты типа КМУ-3 и КМУ-2л получают на основе эпоксианилиноформальдегидного связующего, выполняющего роль полимерной матрицы. Эти композиты считаются наиболее технологичными карбоволокнитами. Их можно надежно эксплуатировать при температурах до 100 °С. Карбоволокниты типа КМУ-2 и КМУ-3л на основе полиамидного связующего можно применять при температурах до 300 °С. Карбоволокниты отличаются высоким статистическим и динамическим сопротивлением усталости. Они сохраняют это свойство при нормальной и низкой температурах (высокая теплопроводность волокна предотвращает саморазогрев КМ за счет внутреннего трения). Они являются водо- и химически стойкими. После воздействия на воздухе рентгеновского излучения их свойства почти не изменяются [1-7].

В настоящее время одним из направлений в получении новых КМ является изготовление карбоволокнитов с углеродной матрицей. При температурах (800-1500) °С образуются карбонизированные, а при (2500-3000) °С – графитированные карбоволокниты [1, 7]. Для получения пироуглеродных материалов упрочнитель выкладывается по форме изделия и помещается в печь, через атмосферу которой пропускается газообразный углеводород (обычно метан CH₄). При определенном режиме (температуре 1100 °С и остаточном давлении 2660 Па) метан разлагается и образующийся пиролитический углерод осаждается на волокнах упрочнителя, связывая их. Отметим, что образующийся при пиролизе связующего кокс имеет

высокую прочность сцепления с углеродным волокном. В связи с этим получаемый таким путем КМ обладает высокими механическими и абляционными свойствами, а также высокой стойкостью к термическому удару. Карбоволоконит с углеродной матрицей типа КУП-ВМ по значениям прочности и ударной вязкости в 5-10 раз превосходит специальные графиты [1, 7, 8]. При нагреве в инертной атмосфере и вакууме он сохраняет свою прочность до температур около 2200 °С. На воздухе он окисляется, начиная с температур 450 °С, и требует защитного покрытия.

Основными преимуществами карбоволоконитов перед стекловолоконитами является их более низкая плотность и более высокий модуль упругости [7]. Углепласты легки, прочны и имеют практически нулевой коэффициент линейного расширения. Все типы углепластиков хорошо проводят через себя электричество. Из углепластов делают высокотемпературные узлы двигателей ракетной техники и высокоскоростных самолетов, тормозные колодки и диски для реактивных самолетов и многоразовых космических кораблей и узлы электротермического оборудования [8].

2.5. Бороволокониты. Данный КМ представляет собой композицию, выполненную из полимерного связующего (матрицы) и борных волокон (наполнителя). *Бороволокониты (боропластики или боропласты)* отличаются высокой прочностью при сжатии, сдвиге и срезе, низкой ползучестью, высокими показателями твердости и модуля упругости, а также теплопроводности и электропроводности [1-8]. Ячеистая микроструктура борных волокон обеспечивает высокую прочность КМ при сдвиге на границе их раздела с его матрицей. В технологии изготовления этого композита помимо непрерывного борного волокна применяют также комплексные боростеклониты, в которых несколько параллельных борных волокон оплетаются стеклонитью, предающей им формоустойчивость. Применение боростеклонитов облегчает технологический процесс изготовления рассматриваемого КМ. В качестве матриц для получения бороволоконитов используют модифицированные эпоксидные и полиамидные связующие. Бороволокониты типа КМБ-1 и КМБ-1к предназначены для длительной работы при температуре до 200 °С, а типа КМБ-3 и КМБ-3к не требуют высокого давления при переработке и могут работать при температуре не выше 100 °С. Бороволоконит типа КМБ-2к работоспособен при температуре до 300 °С [1-8]. Бороволокониты обладают высокими показателями сопротивления усталости. Они стойки к воздействию проникающей радиации, воды, органических растворителей и различных горюче-смазочных материалов. Кроме того, для бороволоконитов прочность при сжатии в 2-2,5 раза больше, чем для карбоволоконитов [1]. В тоже время высокая хрупкость боропластов затрудняет их обработку и накладывает ограничения на форму изделий, получаемых из бороволоконитов. Технологической особенностью получения борных волокон является то, что необходимый бор для них осаждают из хлорида бора на вольфрамовую матрицу-подложку, стоимость которой может достигать до 30 % от стоимости получаемого борного

волокна [1, 8]. В связи с чем стоимость борного волокна на сегодня высока и достигает 400 \$USA/kg [8].

2.6. Органоволокониты. Эти КМ представляют собой композиты, состоящие из полимерного связующего (матрицы) и упрочнителей (наполнителей) в виде синтетических волокон. *Органоволокониты* обладают малой массой, сравнительно высокими показателями удельной прочности и жесткости. Они стабильны при действии знакопеременных нагрузок и резкой смены температуры [1-8]. В органоволоконитах значения модуля упругости и температурных коэффициентов линейного расширения упрочнителя (синтетических волокон) и связующего (полимерных соединений на основе эпоксидных и других смол) близки. Поэтому при их изготовлении происходит диффузия компонентов связующего в используемое волокно и химическое взаимодействие между ними. Структура получаемого синтетического материала оказывается практически бездефектной [1, 7]. Ее пористость не превышает (1-3) %. Для сравнения заметим, что в других КМ пористость достигает значений (10-20) % [1, 7]. Ударная вязкость у органоволоконитов высокая и равная около (400-700) Па·с [1, 7]. Отсюда и вытекает стабильность механических свойств органоволоконитов при резком перепаде температур, воздействии ударных и циклических силовых нагрузок. Органоволокониты устойчивы к действию агрессивных сред и влажного тропического климата. Диэлектрические свойства их высокие, а теплопроводность низкая. Большинство органоволоконитов может длительно работать при температурах (100-150) °С. На основе полиамидного связующего и полиоксадиазольных волокон они способны надежно функционировать при температурах (200-300) °С [1, 7]. Недостатком этих композитов является их сравнительно низкая механическая прочность при сжатии и высокая ползучесть.

2.7. Полимерные нанокompозиты. Данный вид КМ представляет собой полимеры, наполненные наночастицами, взаимодействующими с полимерной матрицей не на макроуровне (как в случае с обычными композитами), а на молекулярном уровне [9]. Благодаря такому взаимодействию образуется композит, обладающий высокой адгезионной прочностью полимерной матрицы к наночастицам. Как известно, наночастицы имеют линейные размеры не более 100 нм в одном из трех пространственных измерений [10]. Анализ проведенных в последние годы отечественных и зарубежных работ свидетельствует о высокой перспективности исследований в области *полимерных нанокompозитных материалов* [9]. К сожалению, эти работы содержат много технологических «ноу-хау» и доступ к ним в настоящее время крайне ограничен [2].

2.8. Интерметаллиды. Такое название в материаловедении получили новые химические соединения на основе композиций типа «титан-алюминий», «никель-алюминий» и др. [9]. Считается, что именно *интерметаллиды*, как новый класс конструктивных материалов, способны привести к революционным решениям при разработке и создании перспективных изделий для ракетно-космической техники. Эти композиты имеют сравнительно низкую плотность – от 3,7 до 6,0 г/см³ и обладают высокой жаропрочностью

(до 1200 °С) [9]. Кроме того, они характеризуются высокими показателями коррозионной стойкости, жаростойкости и износостойкости. Интерметаллидные сплавы на основе титана могут работать до температуры 850 °С без защитных покрытий. Сплавы же на основе никеля – до 1500 °С [9]. По мнению специалистов использование интерметаллидов в двигательных установках (например, для ротора, статора, крыльчатки, клапанной группы, неохлаждаемых сопел и др.) позволит повысить удельную тягу двигателей на (25-30) %, а также обеспечить снижение массы конструкций двигательных установок до 40 % [2, 9].

2.9. Эвтектические композиты. Этот вид КМ является сплавом эвтектического или близкого к эвтектическому состава, в котором в качестве упрочняющей фазы выступают ориентированные кристаллы, образующиеся в процессе направленной кристаллизации [8]. В отличие от обычных КМ, *эвтектические композиты* получают за одну технологическую операцию. Направленная ориентированная кристаллическая структура может быть получена на финальной стадии выпуска изделия. Геометрическая форма образующихся при выполнении соответствующей операции кристаллов может быть в виде волокон или пластин. Способами направленной кристаллизации уже получают композиты на основе алюминия, магния, меди, кобальта, титана, ниобия и других химических элементов [8]. Поэтому эти композиты могут использоваться в широком интервале температур [2].

2.10. Композиты на основе керамики. Армирование керамических материалов (матриц) волокнами, а также металлическими и керамическими дисперсными частицами позволяет получать высокопрочные композиты [8]. В качестве упрочнителя-наполнителя при этом зачастую применяют металлические волокна. В этом случае сопротивление растяжению растет незначительно, но зато существенно повышается сопротивление тепловым ударам. Из-за чего керамический материал меньше растрескивается при своем нагревании. Свойства получаемого таким путем КМ будет зависеть от соотношения коэффициентов термического расширения его матрицы и наполнителя. Армирование керамики дисперсными металлическими частицами обеспечивает получение нового вида материала – *кермета*, обладающего повышенной механической стойкостью, теплопроводностью и устойчивостью к тепловым ударам [8, 11]. В этих обоих случаях *керамические композиты* получают методом горячего прессования (таблетирование с последующим спеканием под давлением) или методом шликерного литья (волокна наполнителя заливаются суспензией матричного материала, которая после сушки подвергается спеканию в специальных печах) [2, 11].

2.11. Функционально-градиентные материалы. Такие новые виды композитов как *функционально-градиентные материалы* (ФГМ) являются сплавами, состоящими из твердых зерен карбидов, нитридов и боридов переходных металлов (например, карбид вольфрама, карбид титана, карбонитрид титана, диборид титана и др.), образующих прочный непрерывный каркас (матрицу), и металлической связки (из кобаль-

та, никеля, титана, алюминия и др.), содержание которой непрерывно изменяется в объеме такого КМ [12]. Практическая реализация слоистой структуры ФГМ обеспечивается послойным прессованием твердосплавных пресс-порошков с различным содержанием указанной выше металлической связки и различным размером зерна твердой фазы с последующим вакуумным спеканием. При этом в рассматриваемом КМ будет наблюдаться массоперенос металлической связки в ходе жидкофазного спекания из слоя с большим размером зерна в слой с меньшим размером зерна, приводящий к градиенту содержания ее в сплаве. Такая технология изготовления КМ дает возможность управлять градиентом в системе «каркас-связка» для рассматриваемого композита при помощи изменения ее (металлической связки) концентрации в прессуемых слоях ФГМ. В результате ФГМ обладают свойствами как твердого сплава, так и металла. Поэтому такие композиты имеют высокую твердость, термическую стойкость и большую ударную вязкость [2, 12].

3. Основные свойства и технические характеристики композитов. Остановимся на преимуществах, свойствах и недостатках ряда указанных КМ.

3.1. Преимущества композитов. Главное преимущество КМ перед традиционными конструкционными материалами состоит в том, что в процессе изготовления того или иного композита материал и конструкция изделия создаются одновременно [1-5]. КМ специалистами всегда создается под конкретные технические задачи и для конкретного изделия. Поэтому композит по своей сути не может быть всегда априори лучше традиционного материала во всем. Основными достоинствами большинства известных в мире композитов являются их следующие свойства [1-9]:

- высокая механическая прочность (при временном сопротивлении до 3500 МПа);
- высокая механическая жесткость (при модуле упругости от 130 до 240 ГПа);
- высокая коррозионная стойкость в агрессивных средах и износостойкость конструкций из КМ;
- высокая усталостная механическая прочность;
- высокая тепло- и жаростойкость (до 1650 °С);
- высокие теплозащитные свойства КМ;
- низкий коэффициент теплового расширения;
- низкие показатели плотности и весовых (массовых) характеристик, обуславливающие легкость конструкций, изготовленных с применением КМ;
- возможность изготовления из КМ размеростабильных конструкций различного назначения.

3.2. Некоторые свойства боропластиков. Одними из наиболее перспективных КМ в области самолето- и ракетостроения являются бороволокниты, выполненные с применением армирующего борного волокна и эпоксидных матриц [13]. По результатам зарубежных исследований использование боропластов позволяет уменьшить вес готовой конструкции летательного аппарата (ЛА) на (20-40) %, значительно увеличить ее жесткость и повысить эксплуатационную надежность изделия в целом [13]. Соотношения удельных прочностей боропластов и, например,

алюминиевых сплавов для растяжения составляют 1,3-1,9, для сжатия – 1,5, для сдвига – 1,2, а для смятия – 2,2 [13]. Кроме того, боропластики сохраняют свои качества в диапазоне температур от –60 до +177 °С [2, 13].

3.3. Некоторые свойства углепластиков. Известно, что углепластики характеризуются сравнительно малым удельным весом (до 1,5 г/см³, тогда как плотность алюминиевых сплавов составляет около 2,8 г/см³, а титановых сплавов – 4,5 г/см³ [13]), высокими значениями жесткости, вибропрочности и усталостной прочности [1-9]. Согласно данным [13] механическая прочность и жесткость углепластиков примерно в шесть раз выше, чем у основных сортов стали, используемых в конструкциях ЛА. Углепласты радиопрозрачны (хорошо пропускают сквозь себя электромагнитные волны) [1-9]. Карбоволокониты (углепластики) с углеродной матрицей (при удельном весе до 1,4 г/см³) обладают высокими теплозащитными свойствами и способностью сохранять свои прочностные характеристики при температурах до 2500 °С [7, 13].

3.4. Некоторые свойства бороалюминия. В этом КМ с матрицей из алюминиевых сплавов в качестве армирующего наполнителя используются волокна бора (иногда с покрытием из карбида кремния SiC) [13]. Бороалюминий в 3,5 раза легче алюминия и в два раза прочнее его, что позволяет получать значительную весовую экономию для ряда конструкций ЛА. Кроме того, при высоких температурах (до 430 °С) бороалюминиевый композит имеет в два раза большие значения механической прочности и жесткости по сравнению с титаном [13]. Поэтому бороалюминий может составить конкуренцию титану при его использовании в сверхзвуковых самолетах со скоростями полета около трех чисел Маха (в настоящее время в качестве конструкционного материала в таких ЛА используются исключительно титановые сплавы) [13].

3.5. Недостатки композитов. Все известные на сегодня в мире КМ имеют ряд существенных недостатков, сдерживающих их более широкое применение в различных областях современной техники [1-9]:

- высокая стоимость, которая обусловлена высокой наукоемкостью производства КМ, необходимостью применения в технологии изготовления КМ специального дорогостоящего оборудования и сырья;
- анизотропия свойств, приводящая к зависимости физико-механических характеристик КМ от выбора направления их измерения в готовом изделии;
- низкая ударная вязкость, обуславливающая выбор для изделия повышенного коэффициента запаса прочности и как следствие этого – повышенный расход дорогостоящего КМ и повышенная вероятность возникновения в изделии скрытых дефектов;
- высокий удельный объем КМ в изделии, который недопустим в областях с жестким ограничением занимаемого объема (например, при создании сверхзвуковых самолетов, для которых даже незначительное увеличение объема элементов приводит к резкому росту волнового аэродинамического сопротивления);
- гигроскопичность, обусловленная несплошностью внутренней структуры КМ и соответственно склонностью к впитыванию атмосферной влаги;

- токсичность, обусловленная выделением из структуры КМ в процессе их длительной эксплуатации вредных для здоровья человека токсичных паров;

- низкая эксплуатационная технологичность, приводящая к низкой ремонтпригодности композитов и высокой стоимости эксплуатации изделий, в конструкциях деталей которых применяются КМ.

4. Основные области применения композитов в технике. Области использования КМ не ограничены. Внедрение композитов в современную технику обеспечивает новый качественный скачок в увеличении мощности двигателей, энергетических установок и транспортных средств, уменьшении веса (массы) машин и приборов. Практическое применение КМ в современной технике рассмотрим на ряде примеров.

4.1. Авиационная и ракетно-космическая техника. КМ с металлической матрицей, армированные нитевидными монокристаллами («усами»), были созданы в начале 1970-х годов целенаправленно для авиационных и космических конструкций ЛА [8]. Нитевидные кристаллы для композитов получают методом протягивания соответствующего расплава через фильеры. Для указанных технических целей используются «усы» сапфира (оксида алюминия Al₂O₃) и бериллия, карбидов бора и кремния, а также нитридов алюминия, кремния и других химических элементов длиной (0,3-15) мм и диаметром (1-30) мкм [8, 11]. Армирование «усами» многих металлов позволяет значительно увеличить прочность создаваемого материала и повысить его жаростойкость. Так, предел текучести композита из серебра, содержащего 24 % «усов» из оксида алюминия, в 30 раз превышает предел текучести серебра и в два раза других КМ на основе серебра [11]. Армирование «усами» из оксида алюминия композитов на основе тугоплавких металлов вольфрама и молибдена вдвое увеличивает их механическую прочность при температуре рабочей среды до 1650 °С [11]. Это позволило использовать данные жаростойкие КМ с металлической матрицей при изготовлении жаростойких сопел большинства жидкостных и твердотопливных ракетных двигателей для ракетносителей мирного и военного назначения.

Применение боропластиков в современной технике ограничивается, прежде всего, высокой стоимостью производства используемых в них борных волокон (до 400 \$USA/кг [8]). В этой связи они используются главным образом в изделиях авиационной и ракетно-космической техники в деталях и узлах, подвергающихся длительным силовым нагрузкам в условиях воздействия агрессивной среды [8]. Благодаря указанным ранее качествам (см. пп. 2.4 и 3.3) углепластики считаются весьма перспективными для изготовления тех деталей и узлов самолетов, которые работают в условиях высоких температур, а также для теплозащитных экранов ЛА и, прежде всего, космических кораблей [13]. Отметим, что первоначально (в 1970-е годы) использование углепластов в конструкциях самолетов было незначительным (из-за высокой стоимости углеродного волокна, составляющей до 900 \$USA/кг) [13]. В начале 21-го столетия эта стоимость составляла уже около 150 \$USA/кг. По прогно-

зам американских специалистов скоро стоимость углеродного волокна будет составлять до 80 \$USA/кг. Исходя из приведенных в п. 3.4 сведений, бороалюминий также можно считать одним из перспективных КМ, применение которого в самолетостроении может дать до 50 % экономии веса конструкций ЛА [11, 13].

На рис. 3 приведен общий вид российского среднемагистрального пассажирского самолета типа Ту-204, в конструкциях деталей (узлов) которого на начало XXI века доля КМ составляла до 25 % [14]. Укажем, что доля использования композитов на новом российском самолете типа МС-21, разрабатываемом корпорацией «Иркут», будет составлять уже до 37 %.



Рис. 3. Общий вид среднемагистрального пассажирского самолета типа Ту-204 (РФ, 1990-е годы), в котором до 25 % всех деталей планера было выполнено из композитов [14]

Мировые лидеры самолетостроения – корпорации Airbus и Boeing также активно применяют в конструкциях своих ЛА композиты. Если в их самолетах типа А-340 и В-777 в 2000 г. было использовано лишь (10-15) % КМ от веса лайнера, то уже в 2015 г. эта цифра составила не менее 50 % [14]. На рис. 4 показан внешний вид американского магистрального пассажирского самолета типа Boeing 787 Dreamliner, в котором доля КМ по массе (весу) превышает 50 % [14].

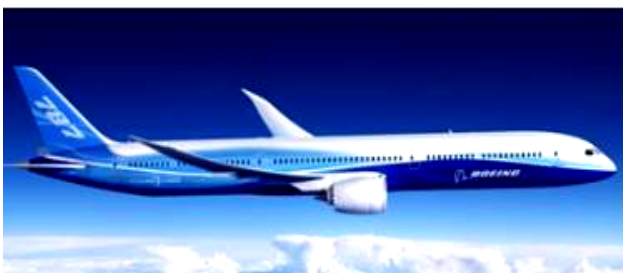


Рис. 4. Общий вид магистрального пассажирского самолета типа Boeing 787 Dreamliner (США, 2015 г.), фюзеляж и крылья которого на 90 % были изготовлены из композитов [14]

Известно, что использование полимерных КМ при производстве авиационной и космической техники позволяет снизить от 5 до 50 % вес (массу) ЛА [11, 13]. При этом отметим, что снижение веса (массы), например, искусственного спутника Земли при его выводе на околоземную орбиту на 1 кг приводит к экономии денежных средств до 1000 \$USA [11]. В этой связи задачи практического применения КМ в объектах ракетно-космической техники являются на сегодня не просто актуальными и перспективными,

а определяющими и стратегическими задачами для разработчиков и создателей этой наукоемкой техники.

Используя мировой опыт применения КМ в конструкциях гражданских и военных самолетов и учитывая высокие механические и теплозащитные свойства полимерных КМ, специалисты США пришли к выводу об использовании углеволоконистых композитов с углеродной матрицей при изготовлении головных частей ракет стратегического назначения [13, 15].

Отметим, что из углепластиков в сочетании с алюминиевой сотовой конструкцией уже изготавливается ряд ответственных деталей искусственных спутников Земли (например, каркасы их ряда радиоантенн) [11, 15]. Подчеркнем то, что в настоящее время из-за особой важности и наличия многих технологических «ноу-хау» технологии получения в мире высококачественного углеродного волокна и соответственно технологии изготовления с его помощью различных углепластиков закрыты «за семью замками». По мнению авторитетных ученых сейчас в мире такими технологиями владеют не более двух-трех стран [16]. Купить их путем приобретения соответствующих лицензий у разработчика невозможно. Поэтому многие заинтересованные фирмы, работающие особенно в области аэрокосмической техники, стоят перед дилеммой [16]: «Либо ты покупаешь готовое изделие (например, самолет, в котором углепластик используется в виде деталей). Либо необходимую технологию для производства хорошего углепластика разрабатывай сам».

На рис. 5 приведен общий вид орбитального отсека нового американского космического корабля Liberty для перевозки астронавтов и научного оборудования на международную космическую станцию (МКС) [17]. Легкий корпус отсека был изготовлен из полимерных КМ на основе углеродного волокна [17].



Рис. 5. Общий вид орбитального отсека нового космического корабля Liberty (США), выполненного на 90 % из полимерных композитов и предназначенного для многократной доставки астронавтов и научных грузов на борт МКС [17]

Укажем, что в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» в последние годы совместно с ГП «Антонов», Институ-

том проблем материаловедения им. И.Н. Францевича НАН Украины и корпорацией Boeing были проведены сертификационные испытания опытных листовых образцов с размерами в плане 500×500 мм ряда КМ, предназначенных для изготовления композиционных обшивок отечественных и зарубежных пассажирских самолетов (в том числе и для самолета типа Boeing 787 Dreamliner [14]), на стойкость к прямому воздействию на них импульсного тока искусственной молнии [18]. Данные испытания были выполнены на разработанном и созданном в нашем институте (в отделе №4 «Электромагнитных исследований») уникальном генераторе тока искусственной молнии типа УИТОМ-1, формирующем на испытываемом техническом объекте импульсную *A*- и длительную *C*- компоненты тока имитированного грозового воздушного разряда с нормированными амплитудно-временными параметрами (АВП) [19]. Кроме того, указанные высокоточные высоковольтные испытания были проведены в соответствии с жесткими требованиями действующих нормативных документов США SAE ARP 5412 и SAE ARP 5416 [20, 21]. В результате длительных испытаний (при общем числе испытанных на рабочем столе генератора типа УИТОМ-1 различных по составу и идентичных по геометрическим размерам опытных образцов листовых композитов не менее 250 шт.) были определены стойкие КМ к прямому воздействию на них указанных нормированных по [20, 21] компонент импульсного тока искусственной молнии с предельными АВП (при амплитуде I_{mA} импульсной *A*- компоненты тока отрицательной полярности с длительностью фронта ≤ 50 мкс, равной (200 ± 20) кА; интеграле действия импульсной *A*- компоненты тока, равном $(2 \pm 0,4) \cdot 10^6$ Дж/Ом; длительности импульсной *A*- компоненты тока ≤ 500 мкс; амплитуде I_{mC} длительной *C*- компоненты тока отрицательной полярности, равной $(0,2-0,8)$ кА; протекшем по образцу электрическом заряде от длительной *C*- компоненты тока, равном (200 ± 40) Кл; длительности протекания длительной *C*- компоненты тока, равной $(0,25-1)$ с [18]).

На рис. 6 приведен внешний вид округлой зоны повреждения (диаметром до 100 мм) опытного листового образца композиционной обшивки ЛА толщиной 3 мм (при его размерах в плане 500×500 мм) при воздействии на него лишь импульсной *A*- компоненты тока искусственной молнии с амплитудой, равной $I_{mA} \approx 212$ кА [18]. Многослойный композит данного образца при этом в своем составе имел слои стеклопластика с эпоксидной матрицей, слои углепластика с эпоксифенольной матрицей и слои тонких металлических сеточек, выполняющих роль упрочнителя [7, 18].

4.2. Машиностроение. В машиностроительной отрасли КМ широко применяются для создания твердых покрытий на режущем инструменте и защитных покрытий на металлических поверхностях с интенсивным трением, а также для изготовления различных деталей двигателей внутреннего сгорания (например, поршней, шатунов и др.) [1-9, 22]. При этом для создания износостойких покрытий на режущем инструменте применяются твердые структуры карбида тита-

на TiC [22], а для защитных покрытий могут использоваться ряд функционально отличающихся материалов [2, 11]: неорганические материалы (модифицированные различными добавками силикаты магния, железа и алюминия); полимерные материалы (политетрафторэтилены, модифицированные ультрадисперсными алмазграфитовыми порошками и ультрадисперсными порошками мягких металлов); металлоорганические материалы, содержащие повышенное количество кислотных функциональных групп. За счет формирования на защищаемых поверхностях высокопрочных металлокерамических, политетрафторэтиленовых и металлоорганических слоев в локальной зоне высоких силовых нагрузок (из-за фазовых переходов и процессов пластификации) образуемые защитные композиционные покрытия характеризуются следующими свойствами [1-9]: высокой адгезией к поверхности защищаемого металла; высокой чистотой рабочей поверхности (до 9 класса); низкой пористостью (при размерах пор до 3 мкм и толщине покрытия до 100 мкм); низким коэффициентом трения (до 0,01).



Рис. 6. Результаты действия импульса тока искусственной молнии ($I_{mA} \approx 212$ кА) на опытный образец обшивки самолета, выполненный из многослойного КМ с использованием стекловолокна, углепласта и металлических сеточек [18]

4.3. Спецобласти техники. Из высокотемпературных керметов в настоящее время делают детали для реактивных самолетов и космической техники, газовых турбин, а также различную арматуру электротепличей [11]. Твердые износостойкие керметы используют для изготовления режущих инструментов. Кроме того, керметы применяют в специальных областях техники при изготовлении тепловыделяющих элементов атомных реакторов на основе оксида природного урана ^{238}U , фрикционных материалов для тормозных систем различных устройств и др. [11].

ФГМ могут эффективно использоваться в следующих технических областях [12]: в военной технике (изготовление бронезилов и защиты танков и вертолетов от пулевого и осколочного поражения); при металлообработке (изготовление резцов для обработки труднообрабатываемых сталей и сплавов); в горнодобывающей промышленности (изготовление резцов для бурения скальных пород); в перерабатывающей промышленности (выполнение облицовки измельчителей для размола твердых веществ) и др.

Дисперсионно-упрочненные композиты на основе спеченного алюминиевого сплава САП используются при изготовлении лопаток мощных компрессоров, вентиляторов и паровых турбин [11]. КМ, содержащие армированные нитевидные монокристаллы, нашли применение при производстве лопаток газовых турбин, которые изготавливаются из никелевых сплавов, армированных кристаллическими нитями сапфира (оксида алюминия Al_2O_3) [7, 9]. Это позволяет значительно повысить температуру перегретого пара на входе в турбину (заметим, что предел прочности сапфировых монокристаллов при температуре 1680 °С составляет не менее 700 МПа [11-17]) и соответственно повысить ее коэффициент полезного действия.

Такие известные еще с середины 20-го столетия композиты как различные типы текстолитов (в этих КМ в качестве наполнителя используются ткани из разнообразных волокон – хлопковых, синтетических, стеклянных, углеродных, асбестовых, базальтовых и др. [2]) и древесно-слоистые пластики на основе фенолформальдегидной смолы нашли применение в высоковольтной силовой электротехнике при изготовлении силовых узлов и несущих элементов изоляционных конструкций мощных электрофизических установок для научных и технологических целей [18].

Выводы.

1. Металлические и неметаллические композиты из-за своих высоких физико-механических характеристик уже нашли весьма широкое практическое применение во многих областях современной техники (в авиационной технике для высоконагруженных деталей самолетов и их двигателей; в космической технике для узлов силовых конструкций ЛА, подвергающихся интенсивному нагреву и большим перегрузкам, элементов жесткости и тепловой защиты ЛА; в реакторостроении для атомных электростанций; в машиностроении при создании твердых и защитных покрытий и др.; в судно- и автомобилестроении для производства гребных винтов и облегчения кузовов, рам, автопанелей и др.; в турбиностроении для создания лопаток; в химической промышленности для автоклавов и цистерн для хранения и перевозки хим- и нефтепродуктов; в горнодобывающей промышленности при изготовлении бурового инструмента, деталей подземных комбайнов и др.; в гражданском строительстве при выполнении пролетов мостов, элементов сборных конструкций высотных сооружений и др.; в высоковольтной импульсной технике для изготовления таких усиленных изоляционных материалов как стеклотекстолит, древесно-слоистый пластик марки ДСПБ-Э, бакелит, бакелизованная фанера и др.).

2. Сложной научно-технической задачей, стоящей в мире перед производителями композитов, является разработка новых технологий их изготовления с более низкими затратами, которые сделали бы КМ конкурентоспособными по отношению к традиционным металлам и сплавам, тоже участвующим в борьбе за ведущую роль в производстве будущей техники.

3. Композиты могут стать для человечества конструкционными материалами ближайшего будущего. Именно в этих синтетических материалах удачно сочетаются высокая механическая прочность с их высоким модулем упругости и небольшой плотностью.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. http://ru.wikipedia.org/wiki/Композиционный_материал.
2. <http://www.e-plastic.ru/main/articles/r2/pk01>.
3. Достижения в области композиционных материалов / Под. ред. Дж. Пиатти. – М.: Металлургия, 1982. – 304 с.
4. <http://www.mtomd.info/archives/1764>.
5. Васильев В.В. Механика конструкций из композиционных материалов. – М.: Машиностроение, 1988. – 272 с.
6. <http://stroimsamolet.ru/057.php>.
7. <http://www.hccomposite.com/catalog/40/131>.
8. <http://www.mtomd.info/archives/1764>.
9. <http://www.zadachi.org.ru/?n=150240>.
10. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 13: Нанотехнологии // *Электротехника і електромеханіка*. – 2013. – №2. – С. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.01.
11. http://www.krugosvet.ru/enc/nauka_i_tehnika/himiya/KOMPOZITSIONNIE_MATERIALI.html?page=0,0.
12. <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/367846>.
13. http://pentagonus.ru/publ/1976/kompozicionnye_materialy_v_aviastroenii_1976/126-1-0-1942.
14. http://olymp.asclub.ru/publ/raboty_1_go_tura/gotovyve_raboty/kak_i_gde_v_samoletostroenii_ispolzujutsja_kompozicionnye_materialy/6-1-0-825.
15. <http://www.spblp.ru/ru/magazine/82/183>.
16. <http://olgamwill.livejournal.com/5463.html>.
17. http://rnd.cnews.ru/news/top/index_science.shtml?2012/05/12/489249.
18. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 2: Теория электрофизических эффектов и задач. – Х.: Точка, 2010. – 407 с.
19. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И., Недзельский О.С., Дныщенко В.Н. Генератор тока искусственной молнии для натурных испытаний технических объектов // *Приборы и техника эксперимента*. – 2008. – №3. – С. 81-85. doi: 10.1134/s0020441208030123.
20. SAE ARP 5412: 2013. Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms. SAE Aerospace. USA, 2013. – pp. 1-56.
21. SAE ARP 5416: 2013. Aircraft Lightning Test Methods. SAE Aerospace. USA, 2013. – pp. 1-145.
22. Верещака А.С., Третьяков И.П. Режущие инструменты с износостойкими покрытиями. – М.: Машиностроение, 1986. – 192 с.

REFERENCES

1. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Composite_material (accessed 13 June 2015).
2. Available at: <http://www.e-plastic.ru/main/articles/r2/pk01> (accessed 12 May 2016). (Rus).
3. Piatti J. *Dostizhenija v oblasti kompozicionnyh materialov* [Achievements in the field of composite materials]. Moscow, Metallurgy Publ., 1982. 304 p. (Rus).
4. Available at: <http://www.mtomd.info/archives/1764> (accessed 03 March 2014). (Rus).
5. Vasil'ev V.V. *Mehanika konstrukcij iz kompozicionnyh materialov* [Mechanics of composite structures materials]. Moscow, Metallurgy Publ., 1988. 272 p. (Rus).
6. Available at: <http://stroimsamolet.ru/057.php> (accessed 21 October 2015). (Rus).
7. Available at: <http://www.hccomposite.com/catalog/40/131> (accessed 10 May 2016). (Rus).
8. Available at: <http://www.mtomd.info/archives/1764> (accessed 20 April 2015). (Rus).
9. Available at: <http://www.zadachi.org.ru/?n=150240> (accessed 15 August 2014). (Rus).
10. Baranov M.I. An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 13: Nanotechnologies. *Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.2, pp. 3-13. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.01.

11. Available at: http://www.krugosvet.ru/enc/nauka_i_tehnika/himiya/KOMPOZITSIONNIE_MATERIALI.html?page=0.0 (accessed 12 May 2015). (Rus).
12. Available at: <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/367846> (accessed 02 January 2013). (Rus).
13. Available at: http://pentagonus.ru/publ/1976/kompozicionnye_materialy_v_a_viastroenii_1976/126-1-0-1942 (accessed 01 May 2013). (Rus).
14. Available at: http://olymp.asclub.ru/publ/raboty_1_go_tura/gotovye_raboty/kak_i_gde_v_samoletostroenii_ispolzujutsja_kompozicionnye_materialy/6-1-0-825 (accessed 21 September 2015). (Rus).
15. Available at: <http://www.spblp.ru/magazine/82/183> (accessed 11 November 2016). (Rus).
16. Available at: <http://olgamwill.livejournal.com/5463.html> (accessed 18 June 2015). (Rus).
17. Available at: http://rnd.cnews.ru/news/top/index_science.shtml?2012/05/12/489249 (accessed 22 April 2014). (Rus).
18. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki. Tom 2, Kn. 2: Teoriia elektrofizicheskikh efektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics. Vol.2, Book 2. A theory of electrophysical effects and tasks]. Kharkiv, Tochka Publ., 2010. 407 p. (Rus).
19. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A Current Generator of the Artificial Lightning for Full-Scale Tests of Engineering Objects. *Instruments and Experimental Technique*, 2008, no.3, pp. 401-405. doi: 10.1134/s0020441208030123.
20. SAE ARP 5412: 2013. Aircraft Lightning Environment and Related Test Waveforms. SAE Aerospace. USA, 2013. – pp. 1-56.
21. SAE ARP 5416: 2013. Aircraft Lightning Test Methods. SAE Aerospace. USA, 2013. – pp. 1-145.
22. Vereshchaka A.S., Tret'yakov I.P. *Rezhushchie instrumenty s iznosostojkimi pokrytijami* [Tool pieces with wearproof coverages]. Moscow, Engineering Publ., 1986. 192 p. (Rus).

Поступила (received) 10.10.2016

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.

An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 41: Composite materials: their classification, technologies of making, properties and application domains in modern technique.

Purpose. Preparation of brief scientific and technical review about the state, achievements and prospects of development of works domestic and foreign scientists-specialists on materials and technologists in area of development and creation of composite materials (compos). **Methodology.** Scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of the opened scientific and technical information of world level in area of studies about materials, related to development of basic technologies of making of new perspective compos and their application in a modern technique. **Results.** A state-of-the-art scientific and technical review is resulted about the state, achievements and prospects on the future in the world of researches on development and creation of new metallic and non-metal compos, possessing as compared to traditional homogeneous materials substantially more high physical and mechanical descriptions. Classification of compos is executed. Technologies of making of basic types of compos, findings a practical wide use enough in an aviation and space-rocket technique, engineering and row of the special areas of modern technique are briefly described. Main properties of basic types of compos and their advantage are indicated before traditional metals and alloys. The basic failings and technical application for today of different compos domains are resulted. Considerable progress is marked in technologies of making and volumes of the use in the front-rank areas of technique of compos. The possible nearest prospects are indicated in the use of compos on the future in a number of stormy developing in the whole world technical areas. **Originality.** Systematization of the scientific and technical materials, devoted the basic results of works on being in 2016 year of domestic and foreign specialists in area of development, making and application in the modern technique of the most perspective types of compos, known from the sources opened in outer informative space is executed. **Practical value.** Popularization and deepening for students, engineers and technical specialists and research workers of scientific and technical knowledges in the necessary area of development, creation and application in the modern technique of compos, extending their scientific range of interests and further development of scientific and technical progress in human society. References 22, figures 6.

Key words: composite materials, basic technologies of receipt of compos, advantages of compos before traditional materials, world achievements in creation of compos.

V. Pliugin, O. Petrenko, V. Grinina, O. Grinin, A. Yehorov

IMITATION MODEL OF A HIGH-SPEED INDUCTION MOTOR WITH FREQUENCY CONTROL

Purpose. To develop the imitation model of the frequency converter controlled high-speed induction motor with a squirrel-cage rotor in order to determine reasons causes electric motor vibrations and noises in starting modes. Methodology. We have applied the mathematical simulation of electromagnetic field in transient mode and imported obtained field model as an independent object in frequency converter circuit. We have correlated the simulated result with the experimental data obtained by means of the PID regulator factors. Results. We have made the simulation model of the high-speed induction motor with a squirrel-cage rotor speed control in AnsysRMxpert, Ansys Maxwell and Ansys Simplorer, approximated to their physical prototype. We have made models modifications allows to provide high-performance computing (HPC) in dedicated server and computer cluster to reduce the simulation time. We have obtained motor characteristics in starting and rated modes. This allows to make recommendations on determination of high-speed electric motor optimal design, having minimum indexes of vibrations and noises. Originality. For the first time, we have carried out the integrated research of induction motor using simultaneously simulation models both in Ansys Maxwell (2D field model) and in Ansys Simplorer (transient circuit model) with the control law realization for the motor soft start. For the first time the correlation between stator and rotor slots, allows to obtain minimal vibrations and noises, was defined. Practical value. We have tested manufactured high-speed motor based on the performed calculation. The experimental studies have confirmed the adequacy of the model, which allows designing such motors for new high-speed construction, and upgrade the existing ones. References 15, tables 3, figures 15.

Key words: induction motor, squirrel cage, high-speed, scalar control, ANSYS, RMxpert, Simplorer, high-performance computing, simulation, vibration, noise.

Разработана имитационная модель высокоскоростного асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором при скалярном частотном управлении в программном пакете AnsysMaxwell&Simplorer. При моделировании на кластере высокопроизводительных расчетов выполнены параллельные вычисления полевой модели электродвигателя (AnsysMaxwell 2D) и модели, построенной на основе теории цепей (Ansys Simplorer), что позволило создать имитационные модели, приближенные к их физическим прототипам. Выполнен анализ пусковых характеристик, оптимизированы параметры электродвигателя. Даны рекомендации по выбору числа пазов статора и ротора высокоскоростного асинхронного двигателя, что позволило существенно уменьшить вибрации и шумы в режиме пуска. Библ. 15 табл. 3, рис. 15.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, короткозамкнутый ротор, высокоскоростной, скалярное управление, ANSYS, RMxpert, Simplorer, высокопроизводительные вычисления, моделирование, вибрация, шум.

Introduction. High-Speed Induction Motors (HSIM) are induction motors working on high rotation speeds. At an instance HSIM, controlled from frequency converters (FC) with frequency 400 Hz, have rotation speeds up to 30000 rev/min.

In modern HSIM the increase of high speed is achieved without application of reducing gears and strap transmissions due to control from the FC. HSIM are well adjusted for a work in the weak field mode, providing the maximum wide speed range, restricted only by their mechanical construction.

At high rotation speed, there are considerable vibrations and noises both at starting and during a work in the rated mode. The high level of vibrations results in destruction of bearing in a short time, and the level of noises rising to a critical level. That is why a task of vibrations and noises diminishing in HSIM is actual for modern industrial enterprises and producers of electric engineering industry. To solve this task Ansys Maxwell & Simplorer software both for induction motor design and transient simulation were used [1, 2].

There are limited amount of works devoted to speed control of induction motor in Ansys Maxwell & Simplorer software [3, 4]. In addition, existent works are not spared attention to forming of motor smooth starting mode and features for frequency control laws realization [5, 6].

In many of publications we can find only information of motor control theory or with coupling of Ansys software with Matlab/Simulink but without detail

description of control system realization [3, 7, 8]. In known software products that allow the implementation of frequency control, the mathematical models are based on differential equations [9, 10].

A distinctive feature of the Ansys software is the ability to connect the simulation model of the control system (Ansys Simplorer) to the object of the electric machine, storing the full field data (AnsysMaxwell 2D & 3D), including the state of the electromagnetic field values (magnetic induction vector with vector magnetic potential for 2D calculations and vector magnetic induction with a vector of magnetic field strength for problems in 3D formulation) in a given range of rotation frequencies. Thus, the jointly solved field problem and the mathematical model of frequency control increase the accuracy of calculations due to the operation of electromagnetic field components in space and time. The amount of data operated by the Ansys program, reaches 20-30 GB, which requires huge computing resources. Setting up a cluster of high-performance calculations (HPC), implemented by the authors using parallel computing technology, solved the problem of increasing the processing speed of a large data set.

Works devoted to the implementation of the described task are not elucidated in the technical literature or partially disclosed.

In this paper the material on the induction motor with a squirrel-cage rotor field model scalar control in

Ansys Maxwell and Ansys Simplorer with a detailed study of the simulation model is given for the first time.

Imitation modeling of the HSIM transient processes, considered in this work, allows to estimate their characteristics without making a full-scale sample, which significantly reduces the price of electric machines development and choosing their optimal parameters.

The aim of the paper is development and investigation of induction motor simulation model, controlled from the frequency converter with the using of parallel modeling on HPC cluster.

Simulation of an asynchronous drive in Ansys Maxwell. Now for the electric machines design and simulation the most used programs are Matlab/Simulink, SciLab, wxMaxima, Mathcad, Comsol Multiphysics. The advantage of Ansys Maxwell and Simulink package, compared to the known programs is an imitation of transients on mathematical models, near to their physical prototypes. Mainly it is realized due to objective approach in implementation of electric machines. The Ansys package includes three software products specialized in design and simulation of electric machines and electric drive systems: RMXprt, Maxwell 2D/3D and Simplorer [1]. It is possible to simulate electric drive with the motor, calculated previously in RMXprt (engineering project) or Maxwell 2D/3D (electromagnetic field project) [4]. The motor of RMXprt or Maxwell 2D/3D project is inserted as an object to the Simplorer shield and calculated simultaneously. The program RMXprt allows to make engineering calculation of electric machines based on the circuit of theory. On Fig. 1 the RMXprt model of an induction motor is shown.

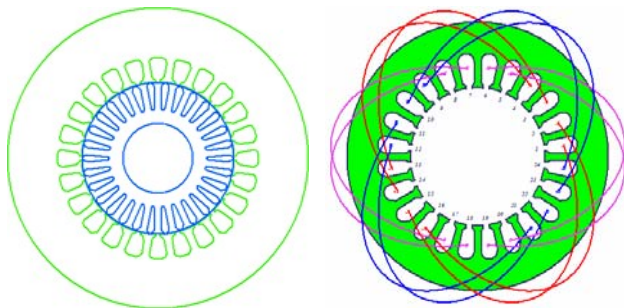


Fig. 1. Induction Motor with Squirrel Cage Rotor Model in Ansys RMXprt

Model, calculated in RMXprt, can be exported in Maxwell 2D/3D project for the solving the field task. The exported model is formed the task of transient simulation fully adjusted for solving, including setting of materials properties, border and symmetry conditions, winding excitation and electric circuit diagram, selection of moving object with inertia torque and motion function. Templates of charts and output data shield are created too. A model of induction motor example, automatically generated in Maxwell 2D on Fig. 2 is shown.

As a result of laboratory tests of induction motors E&A of Swiss production (four-pole, 1010 Hz) and Ukrainian – series DAV (two-pole, 505 Hz), the presence of vibrations during the start-up and operation of the DAV motor was detected.

We have made numerous calculations of electromagnetic field of these motors in transient mode in

Ansys Maxwell 2D in order to find reasons that cause vibrations. Ansys offer a direct integration with a number of HPC software programs and provide parallel processing for running advanced application programs efficiently, reliably and quickly. We can enable queuing, set the design type, specify the distributed memory vendor and enable GPU for transient solves.

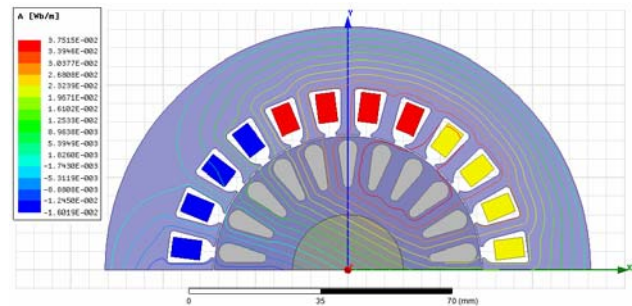


Fig. 2. Induction Motor with Squirrel Cage Rotor Model in Ansys Maxwell 2D

All results in Ansys Maxwell&Simplorer shown in this paper, were got in HPC cluster with ten 2-core (with hyper-threading technology) processors Intel Core i3 2.40 GHz; 48 Gb of server RAM; 64x OS Microsoft Windows HPC Server 2008 R2 SP2 and dedicated server (4 cores, 8 Gb RAM). Using of this cluster allow us to provide a way to solve complex problems in a short amount of time. Some of simulation results of motors with different ratio Z_s/Z_r , and rotor slots shapes in Table 1 are shown.

As calculations have shown, the presence of vibrations is caused by reversing brake torques that arise with a certain combination of stator Z_s and rotor Z_r slots.

All motors, that have braking torque at start mode and have high level of vibrations and noises, represented by Torque-Time chart, shown on Fig. 3. On this picture the mechanical torque, registered in experiment and equal to 4.5 Nm, is shown with a dotted line. The simulation torque, equal to 5.2 Nm, is represented by a solid curve.

All motors with positive torque at start mode and without vibrations, represented by Torque-Time chart, shown on Fig.4. On this picture the mechanical torque, registered in experiment and equal to 1.2 Nm, is shown with a dotted line. The simulation torque, equal to 1.35 Nm, is represented by a solid curve.

As we can see from Table 1, the shape and material of rotor slots does not have any influence on the braking torques presence and the level of vibrations and noises.













Analysis of got results have shown that in order to eliminate magnetic vibrations, the following correlations must be performed

$$\begin{aligned} Z_2 &= 2pmg \pm 2p, \\ Z_2 &= Z_1 + 2p, \end{aligned} \quad (1)$$

where g – integer, «+» is for motor mode and «-» is for generator mode.

It is need to know, that equations (1) are true only for high-speed motors with net frequency more than 200 Hz. For motors with net frequency 50-60 Hz following the equations (1) will cause synchronous braking torques from high harmonics.

Table 1
Braking torques in high-speed motors with different ration of stator and rotor slots

No.	Z_s / Z_r $2p = 2$	Rotor slot shape and material	Presence of braking torque
1	24/22 $2p = 2$	 Al	Yes
2	24/28 $2p = 4$	 Al	No
3	24/26 $2p = 2$	 Al	No
4	24/26 $2p = 2$	 Al	No
5	24/22 $2p = 2$	 Al	Yes
6	24/28 $2p = 4$	 Al	No
7	24/22 $2p = 4$	 Al	Yes
8	24/22 $2p = 2$	 Al	Yes
9	24/26 $2p = 2$	 Al	No
10	24/22 $2p = 2$	 Cu	Yes
11	24/26 $2p = 2$	 Cu	No
12	24/22 $2p = 2$	 Cu	Yes

High-speed induction motor simulation model.

Both in RMXprt project and in Maxwell 2D/3D project, solved model can be exported as an object and becomes accessible by reference in Simplorer working shield. In Simplorer a complete electric supply and control system, including electric motors, different scopes and signals distribution are fully supported.

The design of transients in HSIM is impossible without the imitation of control system, built on the base

of frequency converter. High-speed motors can be started during 5-10 min for the approaching of rated speed. For realization the law $U/f = \text{const}$ frequency and voltage signals will be linearly rising from 0 to the rated values in starting time (t_{st}) and in relative units (f^* , u^*) will be coincide [11]:

$$f^* = u^* = \begin{cases} k_{st}t, & \text{if } 0 < t \leq t_{st} \\ 1, & \text{if } t > t_{st} \end{cases}, \quad (2)$$

where k_{st} – the rate of tempo increase, $k_{st} = 1/t_{st}$.

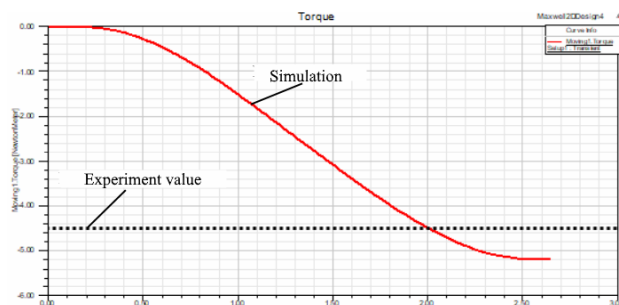


Fig. 3. Transient report of Maxwell 2D simulation for motor with vibrations

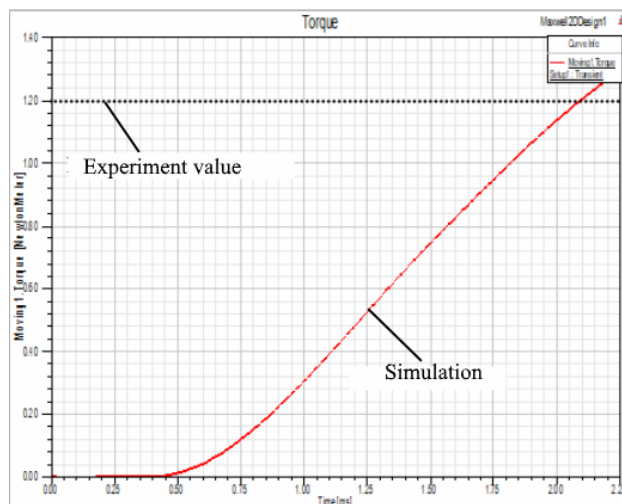


Fig. 4. Transient report of Maxwell 2D simulation for motor without vibrations

For the acceleration of motor starting processes, magnetizing first of all, voltage initial value u^* must be greater than zero. In this case a voltage change law will be the next [11]:

$$u^* = \begin{cases} u_0^* + (1 - u_0^*)k_{st}t, & \text{if } 0 < t \leq t_{st} \\ 1, & \text{if } t > t_{st} \end{cases}, \quad (3)$$

where u_0^* – voltage relative value, $u_0^* = u^*(0)$.

On Fig. 5 voltage and frequency signals realization in Simplorer design sheet are shown.

Below is decryption of blocks on Fig. 5:

- both STEP6 and INTEGRAL blocks forms time function (STEP6 block has Time Step value 0, Final Value 1 and Initial Value 1);
- GAIN6 block scales time value to starting time $1/t_p$;
- LIMIT1 block limits a signal at the level ± 1 ;
- CONST5 block sets the boost voltage value (in relative units);
- GAIN block with the label U calculates $1 - u_0$ value by equation (3);

- GAIN block with the label U_f has value 1 and finalizes the equation (3);
- GAIN block with the label f has a rated frequency value and calculates actual frequency value in Hz;
- GAIN block with the label $speed$ converts speed frequency value from Hz to rad/s and has value $60/p$;
- Data block ICA sets the model constant parameters values.

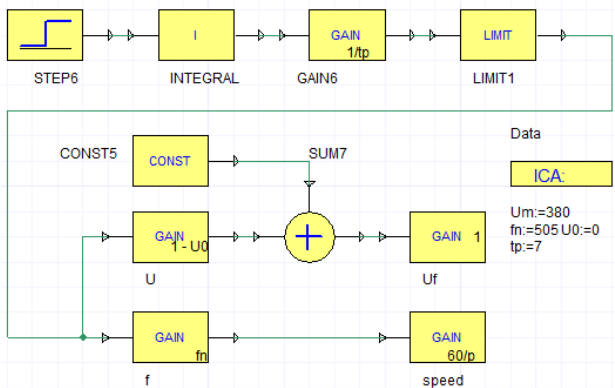


Fig. 5. U/f control signals realization in Simplerer

AC voltage source in Simplerer forming the output electric voltage with given function. If we set the frequency signal on AC voltage input port, we will get an error result. Instead of the expected voltage equation $U = U_m \sin(\omega t + \varphi_0)$ we will obtain $U = U_m \sin(\omega(t)t + \varphi_0)$ where we have a variable angular speed function $\omega(t)$ under the sinus instead of constant value ω . If frequency is linearly growing, the motor speed will be double from

the rated value. To obtain the correct frequency signal, it is necessary to change the form of AC voltage Sourceblock in property Simplerer from harmonic time controlled function to EMF value. Also it is need to take an integral from variable speed function to get the correct angle value $\delta = \int \omega(t) dt$ as on Fig. 6 is shown.

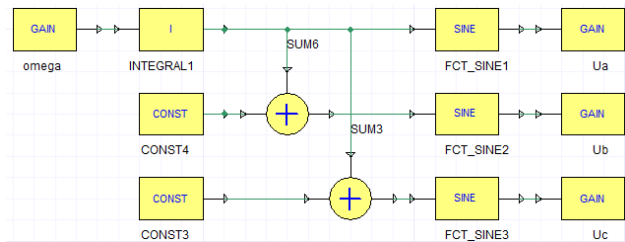


Fig. 6. AC Voltage Source signals block diagram in Simplerer

Below is decryption of blocks on Fig. 6:

- GAIN block with the label $omega$ has the value 2π and calculates angular speed;
- CONST4 block has the value $-2\pi/3$ and give time shift value for phase B;
- CONST3 block has the value $2\pi/3$ and give time shift value for phase C;
- GAIN blocks with the labels U_a , U_b and U_c with the same value U_f converts voltage value from relative to real (V) units;
- SINE block is standard sinus function.

The full block diagram of induction motor scalar control in Simplerer on Fig. 7 is shown. The induction motor model in presented block diagram is an imported object from RMXprt project.

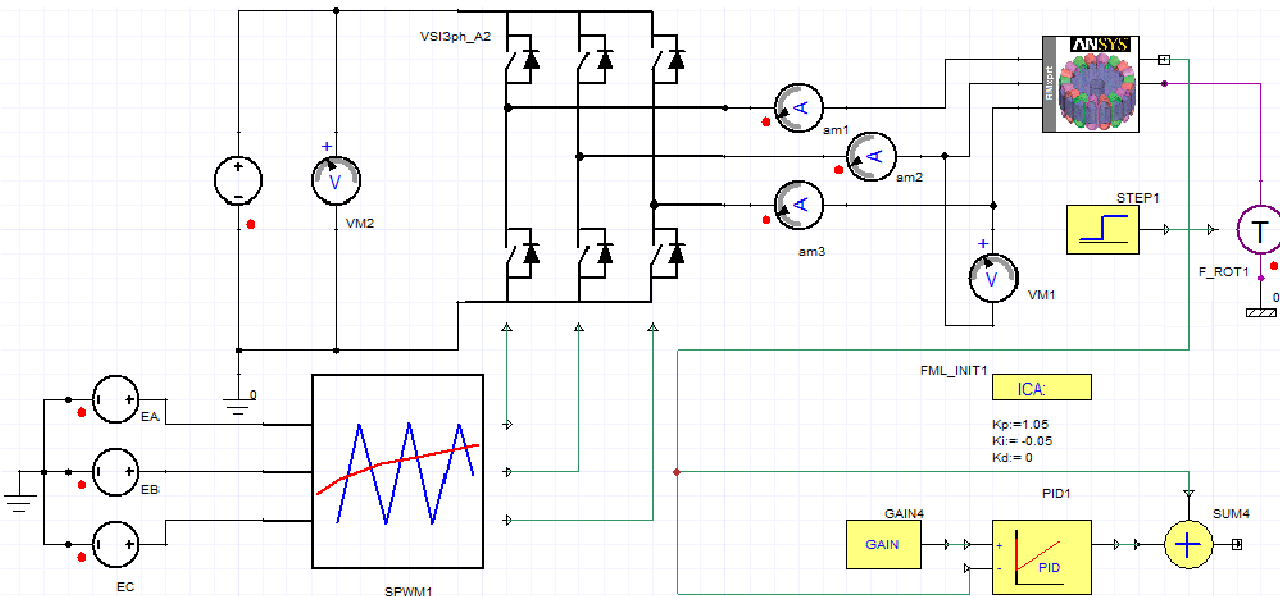


Fig. 7. High-speed induction motor main block diagram in Ansys Simplerer

Description of structure scheme shown on Fig. 7:

- EA , EB and EC blocks is AC Voltage source blocks and takes values from U_a , U_b and U_c GAIN blocks respectively;
- SPWM1 is sinusoidal PWM block;
- DC Voltage source block has the value $U_m \sqrt{2}$;
- VSI3phA2 block is Voltage Source Inverter;

- GAIN4 block converts the motor speed from rev/min to rad/s and has a value $2\pi/p$;
- PID controller block takes parameter values from ICA block;
- summation block SUM4 sends the output speed value to the GAIN block with the label $omega$ (Fig. 8);
- F_ROT1 and STEP1 blocks realizes the mechanical torque value on motor shaft.

Simulation results. Before the transient simulation an induction motor in authors' design Java program [12, 13], Ansys RMxpert [14] and Ansys 2D [15] was developed. As induction motor a high-speed motor «DAV-22» of Ukraine production was taken.

The housing-less bipolar induction motor with a rated power 20 kW, line voltage 380 V and frequency 505 Hz has a built-in version and serves for driving a high-speed turbine.

The test bench was located in a vibro-acoustic chamber. At the stand, the electric motor was tested in idle mode, locked rotor motor and was connected to the Altivar (Schneider Electric production) frequency converter. The start of the electric motor was carried out according to the soft start program set in the frequency converter with a discrete frequency adjustment from 10 Hz to 505 Hz. Boost voltage was set to 50 V value.

During the tests, the currents in the motor phases, the three phases voltage of the motor and the frequency converter, frequency converter output frequency, the rotation speed, the noise and vibration levels, the temperature of the stator windings, as well as the moving torque value were registered. Summary data of the experiment and modeling results in Table 2 is given.

Table 2

High-speed induction motor data			
Parameter Name	Parameter Value		
	Model	Experiment	Deviation, %
Rated current, A	36.45	39.05	6.66
Efficiency, %	91.25	90.10	1.28
Moving speed, rev/min	30064	29994	0.23
Starting current ratio	6.84	6.2	10.33
Starting torque ratio	0.69	0.61	13.11
Braking torque ratio	3.01	2.6	15.77
Copper losses, W	378	361	4.71
Rotor losses, W	221	190	16.32
Steel losses	404	400.1	0.97
Rated torque, Nm	6.35	6.37	0.31

Comparative diagrams of the calculated parameters and parameters obtained as a result of experimental studies on Fig. 8-10 are shown. The symbol «M» on the diagram columns denotes the columns relating to the modeling, and the symbol «E» – to the experiment.

Analyzing the obtained results, the estimation error can be divided on three categories: energy, mechanical and power losses. In the energy category, which includes currents in the stator windings, efficiency and the starting current ratio, the highest convergence has the efficiency (deviation 1.28 %) and the smallest one – the starting current ratio (10.33 %). In the mechanical category (moving torques and speed), the minimum deviation of the calculated data from the experimental ones is the rated speed (0.23 %) and the rated torque (0.31 %), and the maximum – the braking torque (15.77 %).

In the losses category the most accurately calculated is steel loss (deviation 0.97 %), and the greatest error in the determination are losses in the rotor (16.32 %). The average error based on the results of calculation and experiment is 6.97 %.

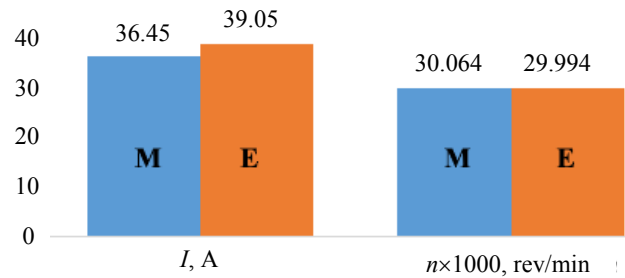


Fig. 8. Diagram of calculation and experiment results: rated current (I) and moving speed (n)

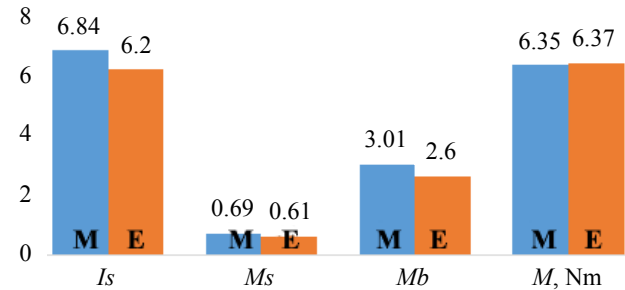


Fig. 9. Diagram of calculation and experiment results: starting current (I_s) and torque (M_s) ratio, braking (M_b) and rated (M) torques

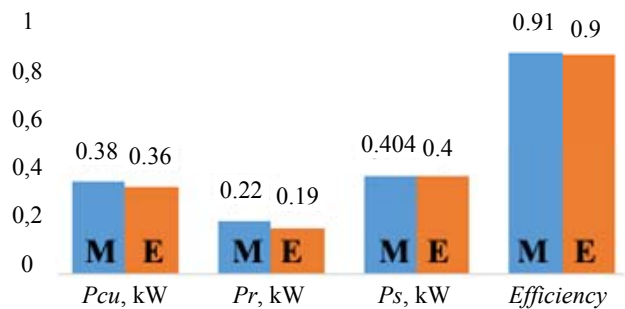


Fig. 10. Diagram of calculation and experiment results: copper (P_{cu}), rotor (P_r) and steel (P_s) losses and efficiency

The high discrepancies between the calculated values of the results obtained as a result of the full-scale experiment are due to the simplifications of the mathematical model (the field in the zone of the frontal parts was not calculated, the cross-section of the machine in the field calculation was considered without taking into account the slot skew, the properties of the steel were determined by main magnetization curve without splitting it into the tooth and yoke zones, did not take into account the presence of bearing shields).

Meanwhile, integral parameters, such as efficiency, current, rated torque, important for the evaluation of the model, have high convergence, which indicates the acceptability of the obtained results for engineering calculations.

In addition, the 100 % convergence of mathematical modeling is the fact of confirmation or absence of increased vibrations with different combinations of the number of stator and rotor slots.

After Ansys Maxwell & RMxpert calculation, the motor object with the full base of field calculations was imported in Ansys Simplorer. In simulation, as well as in real experiment, the soft start time value was 4s and total

simulation time was 6s. The speed vs time graph on Fig. 11 is shown. Dash lines represented the given speed and the solid one — actual motor speed in rev/min.

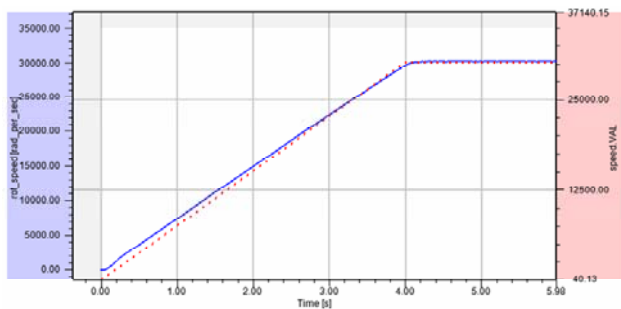


Fig. 11. Motor moving speed, rev/min vs time

Motor currents on Fig. 12 are shown. The dashed line (bottom graph, scaling by the time axis for steady state) indicates the value of the motor current obtained during the experimental studies.

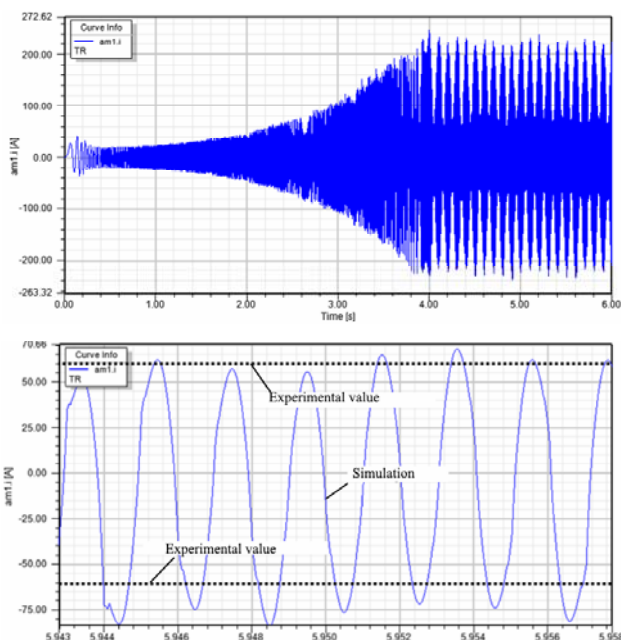


Fig. 12. Motor phase currents vs time

The graph of the one phase line voltage on Fig. 13 is shown.

The characteristic of the motor torque for a mode with vibrations on Fig. 14 is shown (scaled section on the time axis). The dashed line indicates the torque magnitude registered in experiment. This value also has good convergence with the torque magnitude, obtained during field calculations (Fig. 3).

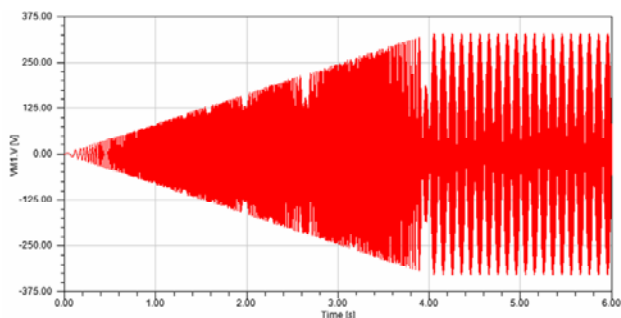


Fig. 13. Motor one phase voltage vs time

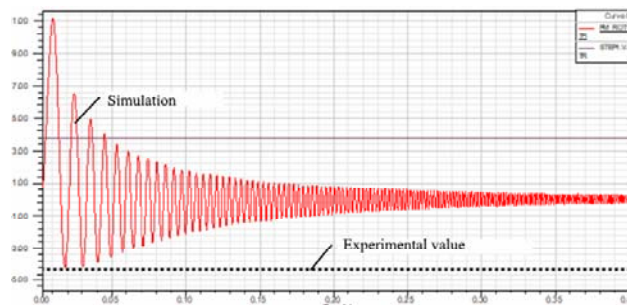


Fig. 14. Motor torque chart (full time range) with brake values

The characteristics of the motor torque for the mode without vibration on Fig. 15 is shown (scaled section on the time axis). The dashed line indicates the torque magnitude registered in experiment. This value also has good convergence with the torque magnitude, obtained in field calculations (Fig. 4).

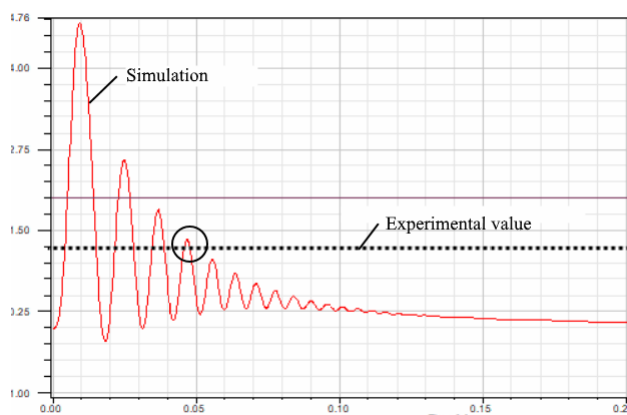


Fig. 15. Motor torque chart (scaled time range) without brake values

Comparative characteristics of the modeling results and experimental studies in Table 3 is given.

As follows from the given research results, the dependences of speed and voltage correspond to the task of equations (2) – (3) and accurately represent the set values of the control system.

Table 3

Results of imitation modeling and experiment

Parameter Name	Model	Experiment	Deviation, %
Rated current, A	39.1	39.05	0.13
Rated speed, rev/min	30064	29994	0.23
Negative starting torque value, Nm	-4.8	-4.5	6.67
Positive starting torque value, Nm	1.3	1.2	8.33

The results of the simulation were compared with actual factory experiments and have a good correlation (minimum deviation 0.13 %, maximum 8.33 %, average error 3.84 %) with experimental data from a certified factory laboratory.

Conclusions.

1. The simulation model of a high-speed induction motor with scalar frequency control in Ansys & Simplorer has been developed and investigated using parallel modeling on a cluster of high-performance computations, which makes it possible to create simulation models that are close to their physical prototypes. The results of the

simulation have good convergence with the results of experimental studies (deviation is not more than 8.33 %).

2. Using the simulation model, the correlation between the number of stator and rotor slots and the number of pole pairs of a high-speed induction motor with a rated frequency above 200 Hz is obtained for the first time and can significantly reduce vibration and noise in the motor start-up mode.

3. The developed simulation model of a high-speed induction motor allows to optimize its characteristics without using expensive actual tests and can be widely used both in the development of induction motors and in the educational process.

REFERENCES

1. *Ansys Maxwell 2D v.15 – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: users guide*. Ansys, Inc., Pittsburgh, release 15.0, 2012. 628 p.
2. *Ansys Maxwell 3D v.15 – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: users guide*. Ansys, Inc., Pittsburgh, release 15.0, 2012. 1006 p.
3. *Electric machines considering power electronics*. Ansys, Inc., Pittsburgh, 2012, 58 p.
4. *The design of electric machines using Maxwell and Simplorer*. Ansys, Inc., 2013. 48 p.
5. Zhao X., Liu H., Zhang J., Zhang H. Simulation of field oriented control in induction motor drive system. *TELKOMNIKA Indonesian Journal of Electrical Engineering*, 2013, vol.11, no.12, pp. 7555-7563. doi: **10.11591/telkomnika.v11i12.3674**.
6. Behera P.K., Behera M.K., Sahoo A.K. Speed control of induction motor using scalar control technique. *International Journal of Computer Applications*, 2014, no.1, pp. 37-39.
7. Apostoia C.M. Co-simulation platform for AC drives control systems. *Proc. WASET International Conference on Electric Machines and Drive Systems (ICEMDS '2012)*, Paris, France, Nov. 2012, pp. 1879-1886.
8. Ramesh K., Kumar C.R., Murali P.B. Modeling and implementation of vector control for induction motor drive. *International Journal of Computer Applications*, 2015, vol.3, no.2, pp. 80-91.
9. *32-BIT Microcontroller 3-Phase ACIM Scalar Control Application Note*. Spansion, Inc., revision 1.0, 2015. 22 p.
10. *Scalar (V/f) Control of 3-Phase Induction Motors*. Texas Instruments, Inc., sPRABQ8, 2013. 25 p.
11. Zelenov A.B. *Teorijaj elektroprivoda* [Electric drive theory]. Alchevsk, 2005. 508 p. (Rus).
12. Zablodskii N.N., Pliugin V.E., Petrenko A.N. Using of object-oriented design principles in electric machines development. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2016, no.1, pp. 17-20. doi: **10.20998/2074-272X.2016.1.03**.
13. Zablodskij N., Pliugin V., Fligl S., Lettl J. Dynamic simulation of the double-stator induction electromechanical converter with ferromagnetic rotor. *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, Istanbul, Turkey, May 2013, pp. 1448-1453. doi: **10.1109/powereng.2013.6635828**.
14. Zablodskii N.N., Pliugin V.E., Gritsyuk V.Y., Grin' G.M. Polyfunctional electromechanical energy transformers for technological purposes. *Russian Electrical Engineering*, 2016, vol.87, no.3, pp. 140-144. doi: **10.3103/s1068371216030123**.
15. Zablodskiy N., Pliugin V. 3D magnetic field distribution in a screw double-stator induction motor. *2015 16th International Conference on Computational Problems of Electrical Engineering (CPEE)*, Lviv, Ukraine, Sep. 2015, pp. 239-241. doi: **10.1109/cpee.2015.7333386**.

Received 01.10.2017

V. Pliugin¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,
O. Petrenko¹, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
V. Grinina¹, PhD Student,
O. Grinin¹, Engineer,
A. Yehorov², Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,
¹O.M. Beketov National University of Urban Economy in Kharkiv,
17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
e-mail: vlad.plyugin@gmail.com
²National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

В.Ф. Боллох, А.И. Кочерга, И.С. Щукин

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ЯКОРЯ ЛИНЕЙНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НА ЕГО ЭФФЕКТИВНОСТЬ

Розроблена математична модель лінійного імпульсного електромеханічного перетворювача (ЛІЕП), яка описує швидкісні та взаємопов'язані електромагнітні та електромеханічні процеси, що проявляються при переміщенні якоря відносно індуктора. Показано, що при збільшенні висоти електропровідного, котушкового та ферромагнітного якорів ЛІЕП відбувається збільшення імпульсу сили. Найбільша швидкість розвивається в ЛІЕП з котушковим якорем, а найменша – в ЛІЕП з електропровідним якорем. В ЛІЕП з котушковим та ферромагнітним якорями реалізуються практично однакові значення імпульсу електродинамічної та електромагнітної сили, а в ЛІЕП з електропровідним якорем імпульс електродинамічної сили у 1,52 рази менший. Запропонований інтегральний показник ефективності, який у відносному вигляді враховує силові, швидкісні, енергетичні, електричні та польові показники. Визначено, що при усіх стратегіях оцінювання ефективності найбільш ефективним є ЛІЕП з котушковим якорем, а найменш ефективним є ЛІЕП з ферромагнітним якорем. Бібл. 11, табл. 3, рис. 2.

Ключові слова: лінійний імпульсний електромеханічний перетворювач, математична модель, електропровідний, котушковий та ферромагнітний якорі, інтегральний показник ефективності, стратегія оцінювання ефективності.

Разработана математическая модель линейного импульсного электромеханического преобразователя (ЛИЭП), описывающая быстротекущие и взаимосвязанные электромагнитные и электромеханические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно индуктора. Показано, что при увеличении высоты электропроводящего, катушечного и ферромагнитного якорей ЛИЭП происходит увеличение импульса силы. Наибольшая скорость развивается в ЛИЭП с катушечным якорем, а наименьшая – в ЛИЭП с электропроводящим якорем. В ЛИЭП с катушечным и ферромагнитным якорями реализуются практически одинаковые значения импульса электродинамической и электромагнитной силы, а в ЛИЭП с электропроводящим якорем импульс электродинамической силы в 1,52 раза меньше. Введен интегральный показатель эффективности, который в относительном виде учитывает силовые, скоростные, энергетические, электрические и полевые показатели. Установлено, что при всех стратегиях оценки эффективности наиболее эффективным является ЛИЭП с катушечным якорем, а наименее эффективным является ЛИЭП с ферромагнитным якорем. Библ. 11, табл. 3, рис. 2.

Ключевые слова: линейный импульсный электромеханический преобразователь, математическая модель, электропроводящий, катушечный и ферромагнитный якоря, интегральный показатель эффективности, стратегия оценки эффективности.

Введение. Одними из перспективных устройств современной электромеханики являются линейные импульсные электромеханические преобразователи (ЛИЭП), которые обеспечивают высокую скорость исполнительного элемента (ИЭ) на коротком активном участке, и/или создают мощные силовые импульсы при незначительном его перемещении. ЛИЭП используются во многих отраслях науки и техники в качестве электромеханических ускорителей и ударно-силовых устройств [1-4].

В строительстве применяются электромагнитные молоты и перфораторы, устройства для забивания свай и анкеров; в горной промышленности – бутобои, разделители пород, вибраторы; в геологоразведке – вибросейсмоисточники; в машиностроении – приводы станов холодной прокатки труб, прессы, молоты с большим диапазоном энергии удара; в химической и медико-биологической промышленности – вибросмесители и дозаторы. ЛИЭП применяются в магнитно-импульсных устройствах для прессования порошков керамики, очистки емкостей от налипания сыпучих материалов, уничтожения информации на цифровых носителях и др. Такие преобразователи используются в быстродающей клапанной и коммутационной аппаратуре, в испытательных комплексах для проверки ответственных изделий на ударные нагрузки, в авиационной и космической технике, в исследовательских установках, например, для исследования микрометеоритных ударов на космические или ответственные наземные объекты. Актуальна задача обес-

печения высокой скорости для быстродействующих электрических аппаратов.

Особенностью рассматриваемых ЛИЭП является то, что они работают с коротким рабочим циклом и ударной нагрузкой, которая многократно превышает нагрузку традиционных линейных электродвигателей продолжительного действия. Наиболее широко применяются ЛИЭП индукционного, электродинамического и электромагнитного типов [5]. В этих преобразователях происходит электромагнитное взаимодействие подвижного якоря с неподвижным индуктором, возбуждаемым от импульсного источника, как правило, емкостного накопителя энергии (ЕНЭ). В указанных типах ЛИЭП основное отличие состоит в конструкции подвижного якоря, который обеспечивает разгон ИЭ.

В ЛИЭП индукционного типа электропроводящий якорь (ЭЯ) представляет собой относительно тонкий медный диск, в котором индуцируются вихревые токи от индуктора, вследствие чего между ними возникает электродинамическая сила отталкивания.

В ЛИЭП электродинамического типа катушечный якорь (КЯ) представляет собой подвижную катушку, которая электрически связана с индуктором, т.е. питается одним и тем же током, вследствие чего между ними также возникает электродинамическая сила отталкивания.

В ЛИЭП электромагнитного типа ферромагнитный якорь (ФЯ) представляет собой относительно

толстостенный диск, на который действует электромагнитная сила притяжения со стороны индуктора. Учитывая значительную индукцию магнитных полей, в ЛИЭП целесообразно использовать наружный ферромагнитный экран (ФЭ) с малой электропроводностью, выполненный либо из магнитодиэлектрика, либо с радиальными разрезами [6]. Указанный экран увеличивает магнитные поля в активной зоне ЛИЭП и уменьшает магнитные поля рассеяния, что важно для близко расположенных электронных устройств и обслуживающего персонала.

ЛИЭП с рассматриваемыми типами якоря обеспечивают различные силовые и скоростные показатели, создавая различные величины индукции магнитных полей рассеяния в окружающее пространство. ЛИЭП имеют различную массу активных элементов, конструктивную сложность, определяющую их надежность и величину тока возбуждения индуктора, что важно для электронной системы управления. Вследствие этого для обоснованного выбора типа якоря ЛИЭП необходимо учитывать множество различных разнородных показателей.

Задача выбора типа якоря для ЛИЭП является актуальной. Так в работе [2] рассматривается сравнительный анализ ЛИЭП с ЭЯ и КЯ, а в работе [7] – ЛИЭП с ЭЯ и с ФЯ. В этих работах анализируются только электромеханические характеристики ЛИЭП без учета надежности конструкции якоря, магнитных полей рассеяния, взаимосвязанных электрических, силовых, скоростных показателей и параметров подвижного якоря и наличия наружного ФЭ.

Исходя из этого, эффективность ЛИЭП целесообразно оценить при помощи интегрального показателя, который учитывает его силовые, скоростные, энергетические и электрические показатели, а также надежность конструкции якоря и магнитное поле рассеяния, негативно влияющее на близко расположенные электронные устройства и обслуживающий персонал. Однако до настоящего времени такие исследования не были проведены, что затрудняет осуществлять обоснованный и всесторонний выбор электропроводящего, ферромагнитного или катушечного якоря для ЛИЭП.

Целью статьи является оценка влияния параметров якоря ЛИЭП на его эффективность при учете силовых, скоростных, конструктивных и экологических показателей.

Математическая модель. В ЛИЭП при возбуждении от ЕНЭ возникают быстропотекающие и взаимосвязанные электромагнитные и электромеханические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно индуктора. Реализация математической модели ЛИЭП с использованием теории электрических цепей не позволяет в полной мере описать совокупность пространственно-временных процессов [8]. Исходя из этого, используется математическая модель ЛИЭП, которая основана на методе конечных элементов.

Поскольку рассматриваемые ЛИЭП имеют осевую симметрию, то целесообразно использовать двухмерную математическую модель с пространственно-распределенными параметрами [3]. Для опре-

деления электромагнитных параметров ЛИЭП в цилиндрической системе координат $\{r, z\}$ рассчитывается векторный магнитный потенциал A из уравнения:

$$\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{1}{r\mu(B)} \frac{\partial(rA)}{\partial r} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\frac{1}{\mu(B)} \frac{\partial A}{\partial z} \right) + \sigma \frac{\partial A}{\partial t} = j_n, \quad (1)$$

где $\mu(B)$ – магнитная проницаемость, зависящая от индукции магнитного поля B ферромагнитного материала; σ – электропроводность якоря и индуктора; j_n – плотность тока в активном элементе; $n = 1$ – индекс индуктора; $n = 2$ – индекс катушечного якоря.

Составляющие вектора магнитной индукции находятся по известным соотношениям:

$$B_z = \frac{1}{r} \frac{\partial(rA)}{\partial r}; \quad B_r = -\frac{\partial A}{\partial z}. \quad (2)$$

Граничными условиями системы выступает уравнение $n \times A = 0$, где n – единичный вектор внешней нормали к поверхности. Для ферромагнитных материалов используется нелинейная кривая намагничивания $B = f(H)$.

Ток в индукторе i_1 описывается уравнением:

$$(R_e + R_1) \cdot i_1 + L_e \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C} \int i_1 dt + \frac{N_1}{s} \int \frac{dA_1}{dt} dv = 0; \quad (3)$$

$$\frac{1}{C} \int_0^t i_1 \cdot dt = U_0,$$

где R_e – активное сопротивление внешней цепи; R_1 – активное сопротивление индуктора; L_e – индуктивность внешней цепи; U_0 – напряжение заряда ЕНЭ; C – емкость ЕНЭ; N_1 – число витков индуктора; s – площадь поперечного сечения индуктора, пронизываемая магнитным потоком; A_1 – проекция векторного магнитного потенциала на направление обхода контура; V – объем индуктора.

Электродинамические или электромагнитные силы, действующие на якорь, находятся с использованием тензора натяжения Максвелла:

$$f_z = 0,5 \oint_S [H(B \cdot n) + B(H \cdot n) - n(H \cdot B)] ds, \quad (4)$$

где S – площадь, ограничивающая поперечное сечение якоря; n – единичный вектор нормали к поверхности якоря.

Импульс силы, определяющий силовое воздействие на якорь со стороны индуктора, описывается выражением:

$$F_z = \int_0^t f_z dt. \quad (5)$$

Скорость v_z якоря с ИЭ вдоль оси z описывается уравнением [3]:

$$(m_2 + m_e) \frac{dv_z}{dt} = f_z(z) - k_p \Delta z(t) - k_T v_z(t) - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{ex2}^2 v_z^2(t), \quad (6)$$

где m_2 – масса якоря; m_e – масса ИЭ; k_p – коэффициент упругости буферного элемента, например пружины; k_T – коэффициент динамического сопротивления; γ_a – плотность воздуха; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{ex2} – внешний диаметр якоря; Δz – величина перемещения якоря.

Уравнения (1) – (6) описывают электромеханические процессы в ЛИЭП при начальных условиях: $u_c(0)=U_0$; $i_1(0)=0$; $\Delta z(0)=0$; $v_z(0)=0$, где u_c – напряжение ЕНЭ.

При расчете предполагаем отсутствие механических перемещений (отдачи) индуктора, деформации элементов и строго аксиальное расположение и перемещение якоря относительно индуктора.

Решение системы (1) – (6) получаем с использованием метода конечных элементов при интегрировании по пространственным переменным и усовершенствованного метода Гира при интегрировании по времени. При перемещении якоря используется «деформируемая» сетка. Для решения поставленной задачи была разработана компьютерная модель ЛИЭП в программном пакете *Comsol Multiphysics*, который позволяет адаптивно изменять сетку и контролировать ошибки при работе с различными численными решателями [9]. Расчетный шаг по времени автоматически варьировался в зависимости от условий сходимости и показателей погрешности полученных решений. Решение системы уравнений производится методом BDF (*backward differentiation formula*) с фиксированным шагом по времени, неравномерной сеткой и использованием решателя PARDISO.

Основные параметры ЛИЭП. Рассмотрим ЛИЭП с электропроводящим, катушечным и ферромагнитным якорями, и неизменными габаритами. ЛИЭП имеет коаксиальную конфигурацию и содержит ФЭ, охватывающий индуктор с торцевой и наружной боковых сторон [6]. Якорь выполнен в форме плоского диска, одна из сторон которого обращена к индуктору, а вторая взаимодействует с ИЭ. Основные параметры ЛИЭП:

Индуктор: внешний диаметр $D_{ex1}=100$ мм, внутренний диаметр $D_{in1}=10$ мм, сечение медной шины $a \times b=1,8 \times 4,8$ мм², количество витков шины $N=46$ шт;

ФЭ: высота дискового основания $H_{3a}=8$ мм, внешний диаметр обечайки D_{ex3b} , 118 мм, внутренний диаметр обечайки D_{in3b} , 102 мм.

ЕНЭ: емкость $C=2850$ мкФ, напряжение $U_0=400$ В. Электронная система формирует апериодический импульс возбуждения индуктора с использованием обратного диода [5].

Масса ИЭ $m_e=0,5$ кг.

ЭЯ выполнен в виде массивного диска из технической меди, а ФЭ и ФЯ выполнены из магнетодиэлектрика с магнитными свойствами стали Ст.10. КЯ и индуктор выполнены с одинаковыми геометрическими параметрами и намотаны медной шиной. В табл. 1 представлены отличающиеся параметры элементов ЛИЭП, обусловленные типом якоря.

Влияние высоты якоря на показатели ЛИЭП. Электромеханические характеристики ЛИЭП с ЭЯ, КЯ и ФЯ представлены в работе [10]. Рассмотрим влияние высоты якорей указанных типов на ЛИЭП на максимальную скорость V_m и величину импульса электродинамической или электромагнитной силы, действующей на якорь. Несмотря на различное строение подвижного якоря в рассматриваемых преобразователях, в них можно реализовать различную высоту при сохранении остальных параметров. Высота ЭЯ и ФЯ определяется

высотой медного и ферромагнитного дисков соответственно. Высота КЯ определяется шириной шины при неизменном количестве ее витков.

Таблица 1

Отличающиеся параметры ЛИЭП

Показатель, обозначение, единица измерения	Тип якоря ЛИЭП		
	КЯ	ФЯ	ЭЯ
Высота индуктора, H_1 , мм	5	10	10
Внешний диаметр якоря, D_{ex2} , мм	100	118	100
Внутренний диаметр якоря, D_{in2} , мм	10	0	6
Высота якоря, H_2 , мм	5	5	2,5
Начальное расстояние между индуктором и якорем, Δz_0 , мм	1	5	1
Масса якоря, m_2 , кг	0,345	0,535	0,205
Высота обечайки ФЭ, мм H_{3b}	24	21	24

При этом сечение шины индуктора остается неизменным. Введем безразмерный геометрический параметр, характеризующий высоту якоря:

$$\varepsilon = \frac{H_2}{H_1}. \quad (7)$$

Рассмотрим диапазон изменения высоты якорей, в котором находится максимум скорости якоря с ИЭ V_m (рис. 1). При увеличении высоты якоря во всех ЛИЭП происходит увеличение импульса силы F_z . При изменении геометрического параметра ε КЯ от 0,2 до 1,2 величина импульса силы F_z возрастает в 2,03 раза. При изменении геометрического параметра ε ФЯ от 0,4 до 1,4 величина F_z возрастает в 2,52 раза. А при изменении параметра ε ЭЯ от 0,1 до 0,5 величина F_z возрастает в 1,94 раза. Таким образом, при увеличении высоты рассматриваемых типов якоря в ЛИЭП величина импульса ЭДУ F_z возрастает, но в разной мере.

При увеличении высоты якоря происходит и увеличение его массы. Это обуславливает то, что, максимальная скорость якоря с ИЭ V_m от указанной высоты имеет более сложную зависимость. Максимальные значения скоростей рассматриваемых типов якорей ЛИЭП реализуются при различной их высоте, которая для них является наиболее рациональной. Наименее низким, с этой точки зрения, является ЭЯ ($H_2=2,2$ мм), а наиболее высоким – ФЯ ($H_2=10,5$ мм). В КЯ максимальная скорость реализуется при якоря, рациональная высота которого $H_2=6,1$ мм.

В табл. 2 представлены значения импульса силы F_z и максимальной скорости V_m якоря при рациональной его высоте, которая представлена в виде геометрического параметра ε . Как следует из полученных результатов, при рациональной высоте якоря наибольшая скорость развивается в ЛИЭП с КЯ, а наименьшая – в ЛИЭП с ЭЯ. В ЛИЭП с КЯ и ФЯ реализуются практически одинаковые значения импульса электродинамической и электромагнитной силы, в то время как в ЛИЭП с ЭЯ импульс электродинамической силы в 1,52 раза меньше.

На рис. 2 показано распределение индукции магнитного поля в момент максимума силы в ЛИЭП с различными типами якорей. В ЛИЭП с ЭЯ наибольшая индукция магнитного поля имеет место в зазоре между индуктором и якорем. При этом на наружной

поверхности якоря поле практически полностью экранировано. В ЛИЭП с КЯ наибольшая индукция магнитного поля появляется между якорем и индуктором, по которым протекает один и тот же ток. При этом частично магнитное поле выходит за поверх-

ность якоря. В ЛИЭП с ФЯ максимальная индукция магнитного поля возникает во внутреннем цилиндрическом сердечнике, который охватывается индуктором. При этом наблюдается значительная индукция поля рассеяния.

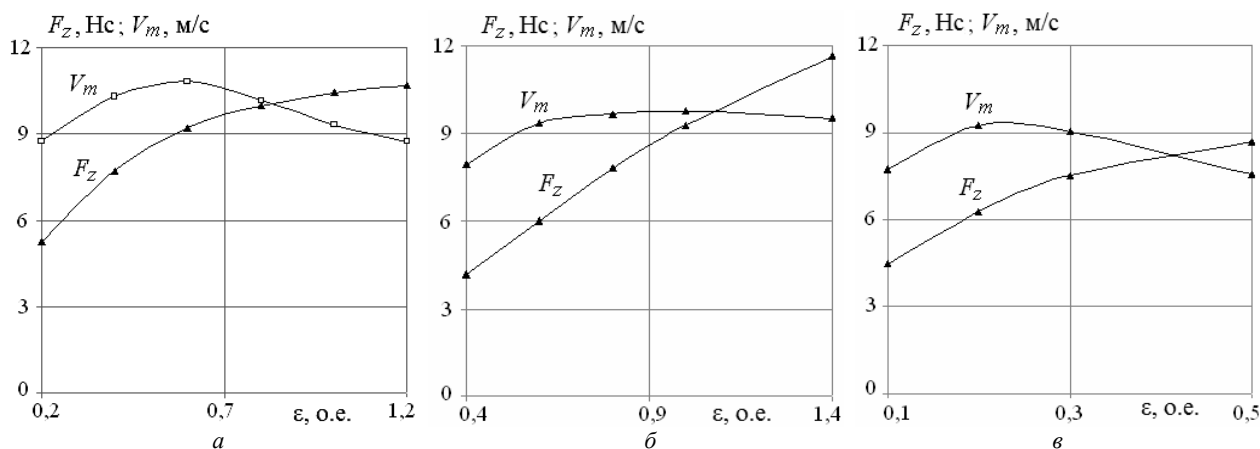


Рис. 1. Изменение импульса силы F_z и максимальной скорости V_m якоря с ИЭ в зависимости от величины параметра ϵ для: КЯ (а), ФЯ (б), ЭЯ (в)

Таблица 2
Значения F_z и V_m ЛИЭП с различными типами якорей при рациональном значении параметра ϵ

Тип якоря	ϵ^* , о.е.	F_z , Нс	V_m , м/с
ЭЯ	0,22	6,1	9,32
КЯ	0,61	9,3	10,82
ФЯ	1,05	9,3	9,75

Как показывают расчеты, электромеханические процессы протекают наиболее быстро в ЛИЭП с КЯ, а

ток в индукторе и электродинамические силы принимают наибольшие значения. В ЛИЭП с ФЯ электромеханические процессы протекают наиболее медленно, причем максимальная величина электромагнитных сил здесь наименьшая. Скорости ЛИЭП с КЯ и ЭЯ, где действуют электродинамические силы отталкивания, после резкого начального возрастания практически не меняются. В ЛИЭП с ФЯ, где действует электромагнитная сила притяжения, указанная скорость постоянно растет до момента соударения якоря с ФЭ.

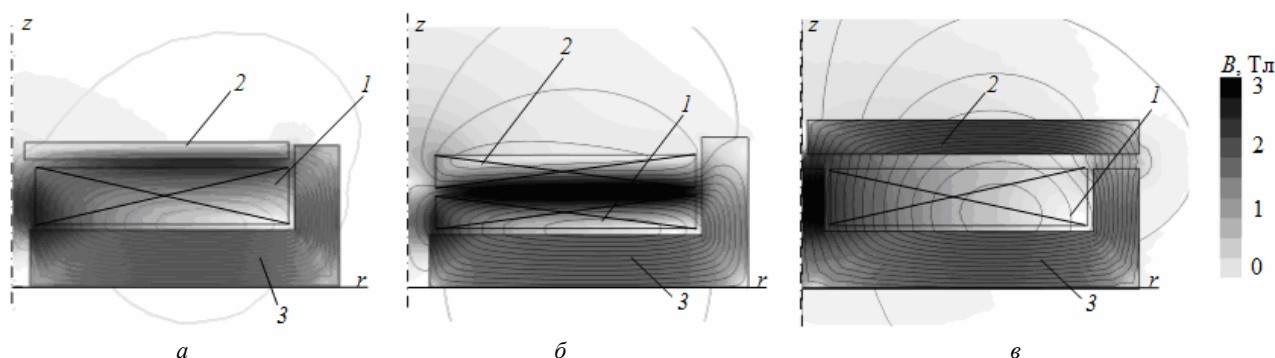


Рис. 2. Распределения индукций магнитных полей в ЛИЭП с ЭЯ (а), КЯ (б) и ФЯ (в) в момент максимума силы: 1 – индуктор, 2 – якорь, 3 – ФЭ

Оценка эффективности ЛИЭП. Для оценки ЛИЭП с различными типами якорей, имеющих рациональную высоту, при которой развивается наибольшая скорость якоря с ИЭ, введем интегральный показатель эффективности K^* [11]. Этот показатель в относительном виде учитывает силовые, скоростные, энергетические, электрические и полевые (индукция магнитного поля рассеяния) показатели:

$$K^* = \beta \left(\alpha_1 j_{zm}^* + \alpha_2 V_m^* + \alpha_3 W_{kin}^* + \frac{\alpha_4}{j_{1m}^*} + \frac{\alpha_5}{B_{ex}^*} \right), \quad (8)$$

где j_{1m} – максимальная плотность тока в индукторе, f_{zm} – максимальное значение силы, действующей на

подвижный якорь со стороны индуктора, V_m – максимальное значение скорости якоря с ИЭ, W_{kin} – кинетическая энергия, развиваемая ЛИЭП, B_{ex} – усредненное значение индукции магнитного поля рассеяния, β – коэффициент надежности якоря, α_j – весовые коэффициенты соответствующих показателей ЛИЭП, удовлетворяющие соотношению:

$$\sum_{j=1}^5 \alpha_j = 1. \quad (9)$$

Усредненное значение индукции магнитного поля рассеяния B_{ex} рассчитывается на контуре, расположенном на расстоянии $2H_1$ от нижней торцевой и

боковой сторон и на расстоянии $4H_1$ от верхней стороны индуктора.

Все показатели ЛИЭП нормированы относительно ЛИЭП с ЭЯ и отмечены звездочками. Таким образом, интегральный показатель эффективности ЛИЭП с ЭЯ $K^*=1$.

Используем коэффициенты надежности для ФЯ $\beta = 1,2$, для ЭЯ $\beta = 1$, для КЯ $\beta = 0,8$. Повышенная надежность ФЯ обусловлена конструкцией массивного ферромагнитного диска. Более низкая надежность ЭЯ обусловлена менее устойчивой к электродинамическим силам конструкции тонкостенного медного диска. Еще более низкая надежность КЯ обусловлена наличием подвижного контакта между индуктором и якорем, который выполнен в виде многовитковой катушки, компаундированной эпоксидной смолой.

Рассмотрим несколько вариантов стратегии оценки эффективности ЛИЭП (табл. 3). Приоритетность показателя ЛИЭП оценивается величиной соответствующего весового коэффициента α_j .

Таблица 3

Варианты стратегии оценки и значения интегрального показателя эффективности ЛИЭП с ФЯ и с КЯ, о.е.

Вариант	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5	K^* (с ФЯ)	K^* (с КЯ)
I	0,2	0,2	0,2	0,2	0,2	0,703	1,518
II	0,4	0,15	0,15	0,15	0,15	0,656	1,556
III	0,15	0,4	0,15	0,15	0,15	0,676	1,335
IV	0,15	0,15	0,4	0,15	0,15	0,720	1,474
V	0,15	0,15	0,15	0,4	0,15	0,829	1,218
VI	0,15	0,15	0,15	0,15	0,4	0,631	2,004
VII	0,35	0,1	0,1	0,1	0,35	0,584	2,043
VIII	0,1	0,35	0,1	0,1	0,35	0,605	1,822

В варианте стратегии VII, при котором наивысший приоритет отдан амплитуде силы, действующей на якорь, и величине индукции магнитного поля рассеяния, эффективность ЛИЭП с ФЯ наименьшая, а эффективность ЛИЭП с КЯ – наибольшая. В варианте стратегии V, при котором наивысший приоритет отдан величине импульса тока индуктора, эффективность ЛИЭП с ФЯ наибольшая, а эффективность ЛИЭП с КЯ наименьшая.

Таким образом, при всех стратегиях оценки эффективности наиболее эффективным является ЛИЭП с КЯ, даже несмотря на его конструктивную сложность, а наименее эффективным является ЛИЭП с ФЯ, хотя он является конструктивно наиболее простым.

Выводы.

1. Разработана математическая модель ЛИЭП, описывающая быстропротекающие и взаимосвязанные электромагнитные и электромеханические процессы, проявляющиеся при перемещении якоря относительно индуктора, который возбуждается от ЕНЭ.

2. Показано, что при увеличении высоты электропроводящего, катушечного и ферромагнитного якорей ЛИЭП происходит увеличение импульса силы.

3. Наибольшая скорость развивается в ЛИЭП с КЯ, а наименьшая – в ЛИЭП с ЭЯ. В ЛИЭП с КЯ и ФЯ реализуются практически одинаковые значения импульса электродинамической и электромагнитной силы, в то время как в ЛИЭП с ЭЯ импульс электродинамической силы в 1,52 раза меньше.

4. С использованием интегрального показателя эффективности, который в относительном виде учитывает силовые, скоростные, энергетические, электрические и полевые показатели, установлено, что при всех стратегиях оценки наиболее эффективным является ЛИЭП с КЯ, даже несмотря на его конструктивную сложность, а наименее эффективным является ЛИЭП с ФЯ, хотя он является конструктивно наиболее простым.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2005. – vol.41. – no.1. – pp. 171-175. doi: [10.1109/tmag.2004.839283](https://doi.org/10.1109/tmag.2004.839283).
- Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2012. – vol.48. – no.11. – pp. 3315-3318. doi: [10.1109/tmag.2012.2198447](https://doi.org/10.1109/tmag.2012.2198447).
- Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter // *Russian electrical engineering*. – 2011. – vol.82. – no.2. – pp. 104-110. doi: [10.3103/s1068371211020027](https://doi.org/10.3103/s1068371211020027).
- Young-woo Jeong, Seok-won Lee, Young-geun Kim, Hyun-wook Lee. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD // 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013). – 2013, 10-13 June, Stockholm. – Paper 608. doi: [10.1049/cp.2013.0834](https://doi.org/10.1049/cp.2013.0834).
- Болух В.Ф., Щукин И.С. Линейные индукционно-динамические преобразователи. Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. – 496 с.
- Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic converter // *Russian Electrical Engineering*. – 2015. – vol.86. – no.7. – pp. 425-431. doi: [10.3103/s1068371215070044](https://doi.org/10.3103/s1068371215070044).
- Болух В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Сравнительный анализ линейных импульсных электромеханических преобразователей электромагнитного и индукционного типов // *Технічна електродинаміка*. – 2016. – №5. – С. 46-48.
- D.-K. Lim, D.-K. Woo, I.-W. Kim, D.-K. Shin, J.-S. Ro, T.-K. Chung, H.-K. Jung. Characteristic Analysis and Design of a Thomson Coil Actuator Using an Analytic Method and a Numerical Method // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 2013. – vol.49. – no.12. – pp. 5749-5755. doi: [10.1109/tmag.2013.2272561](https://doi.org/10.1109/tmag.2013.2272561).
- Comsol Multiphysics modeling and simulation software. <http://www.comsol.com>.
- Болух В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Эффективность линейных импульсных электромеханических преобразователей, предназначенных для создания ударных нагрузок и высоких скоростей // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2015. – №3. – С. 31-40. doi: [10.20998/2074-272X.2015.3.05](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2015.3.05).
- Болух В.Ф., Кочерга А.И., Щукин И.С. Многокритериальный выбор параметров наружного экрана линейного импульсного электромеханического преобразователя // *Електротехнічні та комп'ютерні системи*. – 2017. – №25(101). – С. 106-116.

REFERENCES

- Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, vol.41, no.1, pp. 171-175. doi: [10.1109/tmag.2004.839283](https://doi.org/10.1109/tmag.2004.839283).
- Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol.48, no.11, pp. 3315-3318. doi: [10.1109/tmag.2012.2198447](https://doi.org/10.1109/tmag.2012.2198447).
- Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter. *Russian*

- electrical engineering*, 2011, vol.82, no.2, pp. 104-110. doi: **10.3103/s1068371211020027**.
4. Young-woo Jeong, Seok-won Lee, Young-geun Kim, Hyun-wook Lee. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD. *22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013)*, 2013, 10-13 June, Stockholm, Paper 608. doi: **10.1049/cp.2013.0834**.
5. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. *Lineinye induksionno-dinamicheskie preobrazovateli* [Linear induction-dynamic converters]. Saarbrücken, Germany, LAP Lambert Academic Publ., 2014. 496 p. (Rus).
6. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V. The influence of the parameters of a ferromagnetic shield on the efficiency of a linear induction-dynamic converter. *Russian Electrical Engineering*, 2015, vol.86, no.7, pp. 425-431. doi: **10.3103/s1068371215070044**.
7. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Comparative analysis of linear pulse electromechanical converters electromagnetic and induction types. *Technical Electrodynamics*, 2016, no.5, pp. 46-48. (Rus).
8. D.-K. Lim, D.-K. Woo, I.-W. Kim, D.-K. Shin, J.-S. Ro, T.-K. Chung, H.-K. Jung. Characteristic Analysis and Design of a Thomson Coil Actuator Using an Analytic Method and a Numerical Method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, vol.49, no.12, pp. 5749-5755. doi: **10.1109/tmag.2013.2272561**.
9. Comsol Multiphysics modeling and simulation software. Available at: <http://www.comsol.com> (accessed 05 May 2015).
10. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Efficiency of linear pulse electromechanical converters designed to create impact loads and high speeds. *Electrical engineering & electro-mechanics*, 2015, no.3, pp. 31-40. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2015.3.05**.
11. Bolyukh V.F., Kocherga A.I., Shchukin I.S. Multicriterial selection of parameters of the external screen of a linear pulse electromechanical transducer. *Electrotechnic and computer systems*, 2017, no.25(101), pp. 106-116. (Rus).

Поступила (received) 20.09.2017

Болух Владимир Федорович¹, д.т.н., проф.,
Кочерга Александр Иванович¹, аспирант,
Шукин Игорь Сергеевич^{1,2}, к.т.н., доц.,

¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
тел/phone +38 057 7076427, e-mail: vfbolyukh@gmail.com

²ООО Фирма «ТЭТРА, Ltd»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
тел/phone +38 057 7076427, e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.ua

V.F. Bolyukh¹, A.I. Kocherga¹, I.S. Schukin^{1,2}

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

²Firm Tetra, LTD,

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Influence of armature parameters of a linear pulse electromechanical converter on its efficiency.

Purpose. The evaluation of the effect of armature parameters on the efficiency of a linear pulsed electromechanical converter, taking into account the power, speed, constructive and environmental parameters. **Methodology.** First, the height of the electrically conductive, coil and ferromagnetic armature of a linear pulse electromechanical converter is determined, at which the highest velocity develops. An integral efficiency index is introduced, which takes into account, in a relative way, the power, speed, energy, electrical and field characteristics of the converter. Variants of the efficiency evaluation strategy are used that take into account the priority of each indicator of a linear pulse electromechanical converter using the appropriate weighting factor in the integral efficiency index.

Results. A mathematical model of a linear pulsed electromechanical converter is developed. It is established that as the height of the electroconductive, coil and ferromagnetic armature increases, the force pulse increases. The greatest speed develops with the use of a coil armature, and the smallest with an electroconductive armature. In the converter with coil and ferromagnetic armature, practically the same values of the electrodynamic and electromagnetic force pulse are realized, while in the converter the electrodynamic force is 1.52 times smaller in the converter by the electrically conductive armature. It is established that with all efficiency evaluation strategies, the converter with a coil armature is the most effective, even in spite of its constructive complexity, and the converter with a ferromagnetic armature is the least effective, although it is constructively the simplest. **Originality.** For the first time, using the integral efficiency index, which takes into account the power, speed, energy, electrical and field indices in a relative way, it is established that with all efficiency evaluation strategies, the converter with a coil armature is the most effective, and the converter with a ferromagnetic anchor is the least effective. **Practical value.** The height of the electrically conductive, coil and ferromagnetic armature of a linear pulse electromechanical converter is determined, at which the highest speed develops. It is shown that when using an electrically conductive armature, the value of the electrodynamic force pulse is lower than when using a coil and ferromagnetic armature. It is established that the converter with a coil armature is the most efficient, and the converter with a ferromagnetic armature is the least effective. References 11, tables 3, figures 2.

Key words: linear pulse electromechanical converter, mathematical model, electrically conductive, coil and ferromagnetic armature, integral efficiency index, efficiency evaluation strategy.

O. Petrenko, B. Liubarskiy, V. Pliugin

DETERMINATION OF RAILWAY ROLLING STOCK OPTIMAL MOVEMENT MODES

Purpose. To develop a methodology for simulating of an electromotive railway rolling stock in terms of power-optimal modes on a track with a given profile and a set motion graph. *Methodology.* We have used combined genetic algorithm to determine optimum modes of an electromotive railway rolling stock motion: a global search is performed by a genetic algorithm with a one-point crossover and roulette selection. At the final stage of the optimization procedure we have used Nelder-Mead method for the refinement of the optimum. *Results.* We have obtained that traction motor on a tramcar, while driving on a fixed site, has an excessive power of the cooling system. Its using only in the considered area allows to modernize the cooling system in the way of its power reducing, which in turn provides an opportunity to increase the overall efficiency of the electromotive railway rolling stock. *Originality.* For the first time, we have obtained the train motion equation in the program-oriented form. This allows to use it for determination of electromotive railway rolling stock optimal control laws according to the Hamilton-Jacobi-Bellman method. *Practical value.* We have made the computer program to determine optimum modes of an electromotive railway rolling stock motion. The experimental studies of program results for the track section have confirmed the adequacy of the model, which allows to solve the traffic modes optimization problem for the tram track sections and increase the overall efficiency of the electromotive railway rolling stock. References 19, figures 3.

Key words: electromotive railway rolling stock, genetic algorithm, cooling system, traction motor, tramcar, control laws, optimization problem, efficiency.

Разработана методика моделирования движения асинхронного тягового двигателя при движении электроподвижного состава по энергооптимальным режимам на участке пути с заданным профилем и установленным графиком движения. Определены оптимальные режимы движения электроподвижного состава на основе метода Гамильтона-Якоби-Беллмана. Определение режимов работы тягового привода предложено проводить заранее на основании решения задачи условной оптимизации его режимов. Определение оптимальных режимов работы тягового привода было проведено на основе комбинированных методов условной минимизации функции. Использование предлагаемой методики позволяет повысить общий КПД электроподвижного состава. Библ. 19, рис. 3.

Ключевые слова: электроподвижной состав, генетический алгоритм, система охлаждения, тяговый двигатель, вагон трамвая, законы управления, проблема оптимизации, коэффициент полезного действия.

Introduction. The processes of energy conversion in traction electromechanical converters (traction motors) relate to constant losses in different elements of its construction. The most of power loss are caused by physical processes of energy conversion [1-5]. The temperature of the traction motors design parts increases with the operating time and may exceed the permissible design limitations. This is especially true for the windings insulation temperature, which is limited to the thermal class of applied insulation [2-5]. To reduce the temperature on traction motors, cooling systems that increase the efficiency of the heat transfer of the motor construction components are used.

However, cooling systems need additional costs for their efficient work, which in turn reduces the efficiency of the electric vehicle in general. Thus, the creation of an efficient cooling system for electromotive vehicles is one of the most important scientific and technical problems solved by many leading scientists in the field of railway transport [1-5].

The following ways are possible to solve this problem: reduction of losses in the elements of traction motors design and increase of efficiency of the cooling system. Optimization of traction motors designing processes, which is common in most enterprises of leading electrotechnical manufacturers, allows to create traction motors optimal by their efficiency [1].

However, the modes of their operation on the electromotive railway rolling stock (ERRS), which moves at different speeds and under different load conditions, significantly reduce its overall efficiency [1, 6-12].

Determination of optimal motion modes by energy consumption criteria can improve the efficiency of the cooling system of traction motors [1, 6-12].

The paper considers the solution of this problem for the most common motors in production now – an asynchronous traction motors (ATM) on the base of Hamilton-Jacobi-Bellman method.

The aim of the paper to improve the methodology of an electromotive railway rolling stock simulation in terms of power-optimal modes on a track with a given profile and a set motion graph.

The task of optimizing of the traction drive modes. The basic states of the simulation method for the electromotive rolling stock in terms of power-optimum modes at the track with a given profile and a fixed motion graph and initial developments were described in papers [17, 18]. In this paper we present the results of further authors researches that were begun in previous works.

The determination of the ATM-SVI circuit efficiency based on the approaches proposed in the works [1, 13] is carried out, which include the following: to solve the problem of determining the optimal modes of the traction drive, four problems of the conditional optimization of the parameters of the traction drive must be solved (in acceleration modes $U_{op} = 1$, regenerative braking mode $U_{op} = 5$, maintaining mode of a given movement speed $U_{op} = 2.3$).

The efficiency of the traction drive in a certain mode of its work will be evaluated according to the criterion of maximum of its efficiency, subject to compliance with the requirements imposed by the operation modes.

Therefore, the task of determining the efficiency of the traction drive is to find the extremum of the drive factor function.

The efficiency of the traction drive (Fig. 1) can be given under the next equation:

$$\eta_1 = \begin{cases} \left\{ \begin{array}{l} U_{op} = 1; \\ \eta_1 \rightarrow \max, \\ F_d \rightarrow \max, \\ |F_d| < |F'_k|, \\ v < v_{\max} \\ F_d > 0 \end{array} \right\}; & \left\{ \begin{array}{l} U_{op} = 2; \\ \eta_1 \rightarrow \max, \\ |F_d| < |F'_k|, \\ v < v_{\max} \\ F_d > 0 \end{array} \right\}, \\ \left\{ \begin{array}{l} U_{op} = 3; \\ \eta_1 \rightarrow \max, \\ |F_d| < |F'_k|, \\ v < v_{\max} \\ F_d < 0 \end{array} \right\}; & \left\{ \begin{array}{l} U_{op} = 5; \\ \eta_1 \rightarrow \max, \\ F_d \rightarrow \min, \\ |F_d| < |F'_k|, \\ v < v_{\max} \\ F_d < 0 \end{array} \right\} \end{cases} \quad (1)$$

where η_1 – efficiency of the asynchronous traction motor (ATM) circuit – standalone voltage inverter (SVI), U_{op} – the operation mode of an electromotive railway rolling stock (ERRS), F_d – traction or braking force created by ERRS, F'_k – limitation for engagement force of wheel-rail contact, v – railway rolling stock speed, v_{\max} – constructive movement speed. $U_{op} = 4$ – outburst mode is an idle mode, so it is not considered in determining of drive efficiency.

For each of these tasks, it is necessary to consider two modes: the use of single-time or spatial-vector pulse-width modulation (PWM). The mode of acceleration and regenerative braking are similar. Apply the method of vector objective functions proposed in [1, 14]. As a target function for the acceleration mode, we select a vector function with the next parameters:

$$F_{c1} = \begin{bmatrix} 1 - \eta_1 \rightarrow \min, \\ -F_d \rightarrow \min, \end{bmatrix} \quad (2)$$

The first component is chosen in such way that when it is minimized, the maximization of the efficiency of the traction drive can be obtained.

For regenerative braking mode, the vector target function has the form:

$$F_{c5} = \begin{bmatrix} 1 - \eta_1 \rightarrow \min, \\ F_d \rightarrow \min, \end{bmatrix} \quad (3)$$

For a given speed maintaining mode we select as a target function:

$$F_{c3} = F_{c4} = 1 - \eta_1 \rightarrow \min \quad (4)$$

The value of losses, and hence the efficiency of the drive, can be determined based on the slip of the traction motor, the motor voltage (phase or line) and the rotation speed. Because the operating modes are determined for all motion speeds (ATD rotation speeds), the rotation speed is a predetermined constant given in solving problem of finding the optimal traction drive operation mode.

Thus, the target functions to determine the traction drive optimal operating modes were chosen, which allow to find the optimal traction drive modes when different PWM modes are using.

The general formulation of an optimal control in real time in [13] is described.

Software-oriented model of the ERRS motion. As an optimization method, a combined genetic algorithm was chosen: a global search is performed by a genetic algorithm with a one-point crossover and roulette selection. At the final stage of the optimization procedure, the refinement of the optimum by the Nelder-Mead method is carried out [1, 13-19].

Let us consider the representation of the train motion equation in the program-oriented form, which will allow to use it for determination of the optimal control laws according to the Hamilton-Jacobi-Bellman method.

In this paper, the forces and supports are calculated as follows:

Acceleration force F_A (for one time step)

$$F_A = m \frac{v(t) - v(t - tstep)}{tstep}, \quad (5)$$

where m – train weight, a conjunction;

$$a = \frac{v(t) - v(t - tstep)}{tstep}, \quad (6)$$

where a – the equivalent constant acceleration, which is subjected to a train at a speed difference $v(t) - v(t - tstep)$ in one time step, due to the assumption that for each time step the acceleration is constant and the speed is linearly dependent on the time for each time step.

The main resistance to rolling F_{rr} (for one time step).

Since the velocity is linearly dependent on the time for each transition (time step), the rolling resistance for each time step can be calculated according to the average speed step and is equal to:

$$v_{avg} = \frac{v(t) + v(t - tstep)}{2} \quad (7)$$

Thus, the main motion resistance for each time step will be:

$$F_{rr} = a_{rr} + b v_{avg} + c v_{avg}^2, \quad (8)$$

where a_{rr} , b , c – coefficients which for the tram car T-3 VPA with a full load 30000 kg have the following values: 1500 N, 0 N·c/m, and 1.5 N·c²/m accordingly.

As a result, the force for ERRS moving on $tstep$:

$$F_{tot} = (1 + \gamma)F_A + F_{rr} + F_s + F_{rk} \quad (9)$$

where F_s , F_{rk} – resistance forces from the slopes and curves determined by the following equations:

$$F_s = m g \frac{i}{1000}, \quad (10)$$

$$F_{rk} = \frac{c_{r0}}{R - c_{r1}} m, \quad (11)$$

where c_{r0} , c_{r1} – constants, determined by [15]; R – radius of the curve, i – slope, g – gravitational acceleration.

The required energy for movement on $tstep$, considering the limitations and the assumption that the velocity changes linearly over time, using [15] is listed below.

For the time step from the state $n-1$ to the state n , from the equation of equally accelerated motion, the traveled distance can be obtained by equations (13).

$$E = \sum_{t=tstep}^T \frac{sign}{(\eta_1)^{sign}} \left(\begin{array}{l} (1+\gamma)F_A + a_{rr} + \\ + b v_{avg} + \\ + c \cdot v_{avg}^2 + \frac{c_{r0}}{R - c_{r1}} \cdot m + \\ + mg \frac{i}{1000} \end{array} \right) \times \frac{v(t) + v(t-tstep)}{2} \cdot tstep \quad (12)$$

$$\left| \begin{array}{l} (1+\gamma)F_A + a_{rr} + b \cdot v_{avg} + \\ + c \cdot v_{avg}^2 + \frac{c_{r0}}{R - c_{r1}} \cdot m + mg \frac{i}{1000} \end{array} \right| \leq 9.81 k_s m \cdot 1000$$

where k_s – the coefficient of clutch, which for the tram is 0.16, v_{avg} – average speed per step.

$$\Delta x_n = v_{n-1} \Delta t_n + \frac{1}{2} a_n \Delta t_n,$$

$$\Delta x_n = v_{n-1} \cdot \Delta t_n + \frac{1}{2} \frac{v_n - v_{n-1}}{\Delta t_n} \Delta t_n^2 \Rightarrow$$

$$\Delta x_n = v_{n-1} \Delta t_n + \frac{1}{2} v_n \Delta t_n - \frac{1}{2} v_{n-1} \Delta t_n \Rightarrow \quad (13)$$

$$\Delta x_n = \frac{1}{2} (v_{n-1} + v_n) \Delta t_n \Rightarrow$$

$$x_n - x_{n-1} = \frac{1}{2} (v_{n-1} + v_n) \Delta t_n \Rightarrow$$

$$x_n = x_{n-1} + \frac{1}{2} (v_{n-1} + v_n) \Delta t_n.$$

where x_n , v_n , a_n – position of the train, its speed and acceleration at n step.

For one hour step we have:

$$x_t = x_{t-tstep} + \frac{1}{2} (v_{t-tstep} + v_t) tstep, \quad (14)$$

where x_t – final position of the train for one $tstep$; $x_{t-tstep}$ – the initial position of the train for one $tstep$.

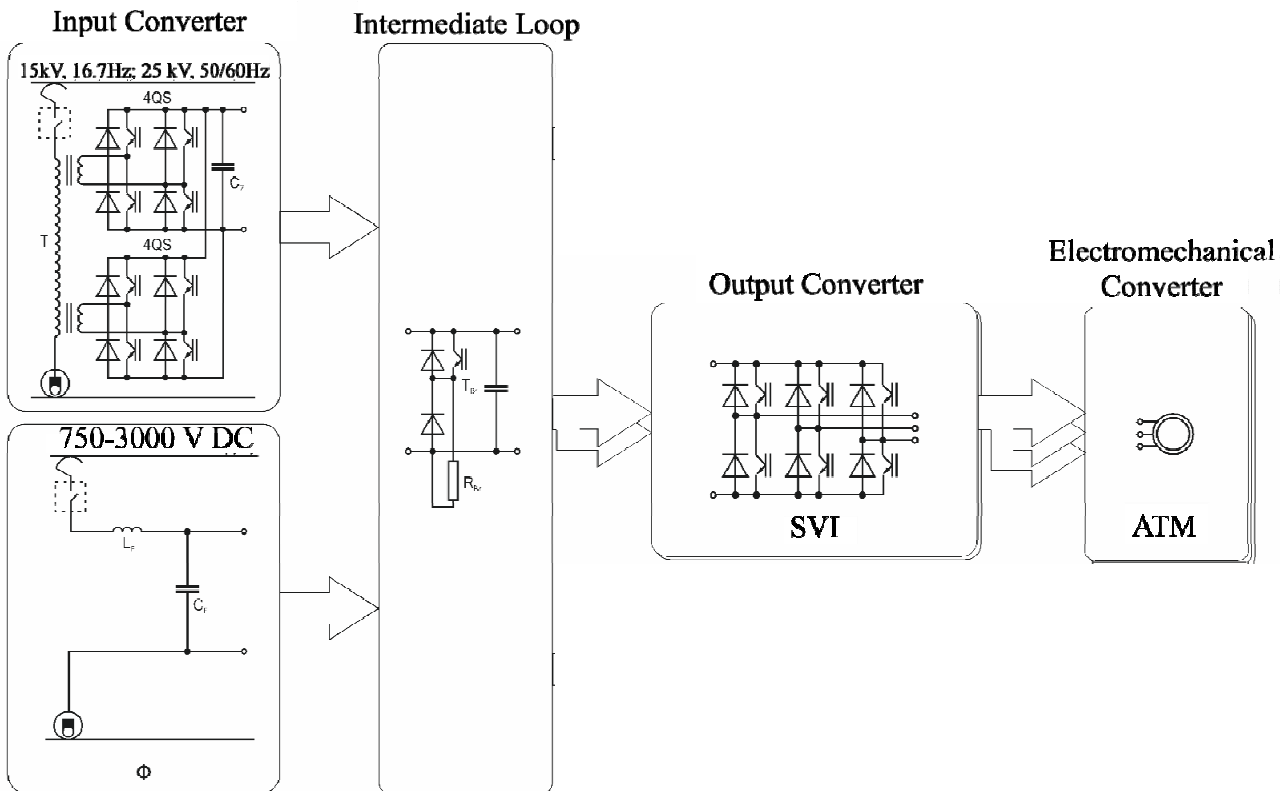


Fig. 1. The typical scheme of traction drive

Expression (14) gives the final position of the train for transfer, when the initial position, the initial and final velocities are known, as well as the value of the time step.

Thus, the resulting equations (12 – 14) allow to improve the simulation method of the electromotive rolling stock in terms of energy optimum modes.

The solution of the traffic modes optimization problem for the track section from the tram depot «Saltovske» to the turning circle of 602 district in Kharkiv and in the reverse direction was carried out. The results of solving the traction problem with tram traffic in

optimal mode on Fig. 2 are shown. According to the results of solving the traction problem, the losses in the elements of the traction motor design on Fig. 3 are shown.

By means of a comparative analysis of experimentally determined and computing traction characteristics and efficiency values, the adequacy of the proposed mathematical model for the drive efficiency determination of the was established.

The maximum deviation in the calculation of losses is 7.42 %, which is quite acceptable for the carried-out calculations.

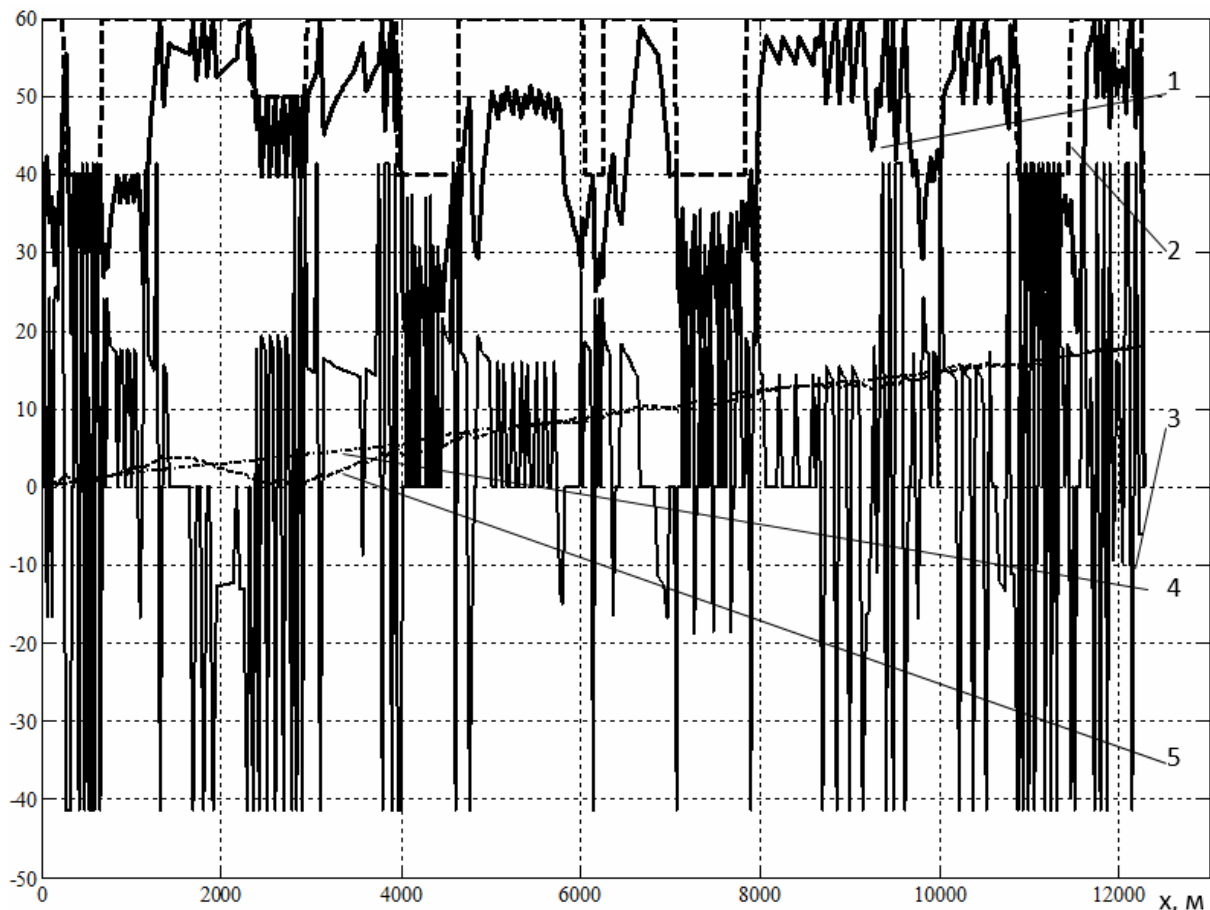


Fig. 2. The solution results of the traction movement task for the tramcar T-3VPA with traction motor AD931 on the track section from the tram depot «Saltovske» to the turning circle of 602 district in Kharkiv and in the reverse direction:

1 – movement speed (v), km/h; 2 – speed limitation, km/h; 3 – traction force, (F_{tr}) kN; 4 – movement time (t), min, 5 – losses (E), kW·h

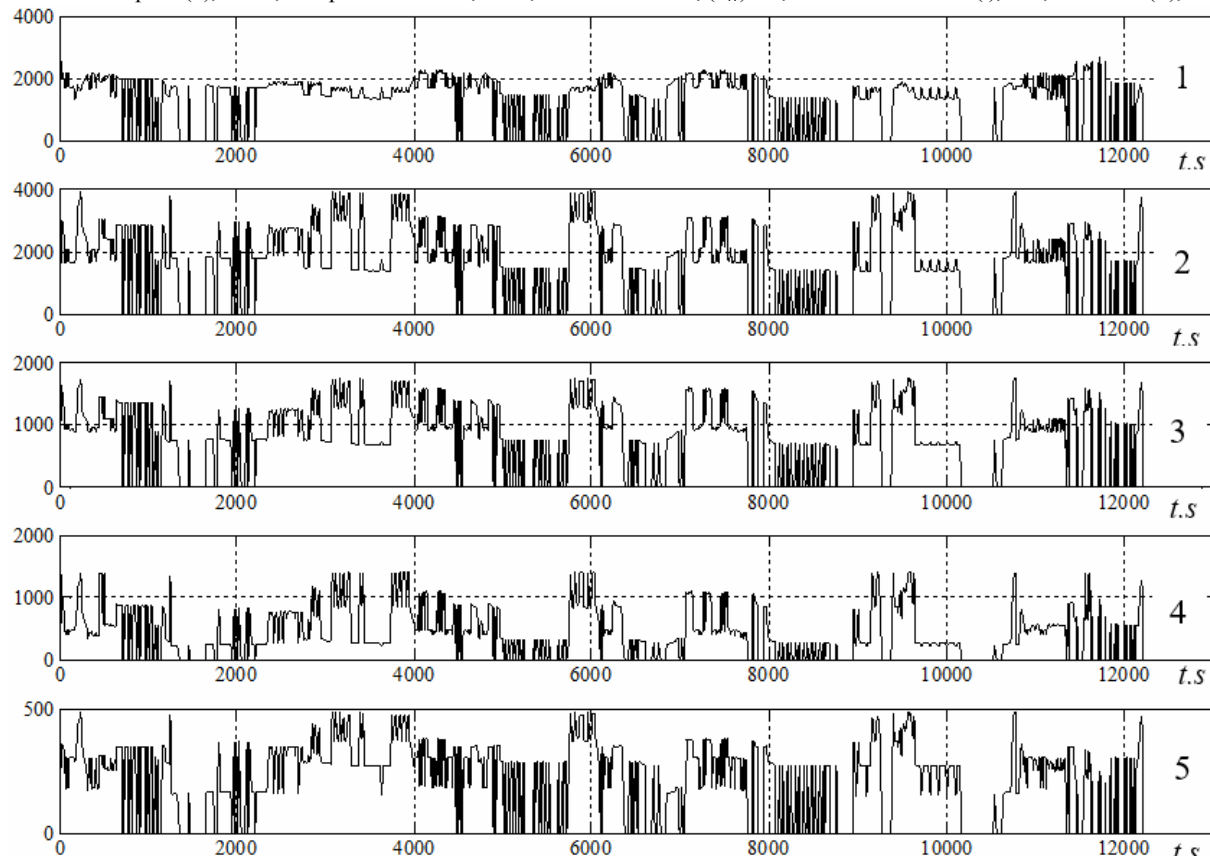


Fig. 3. Losses in traction motor: 1 – core loss P_1 , W; 2 – rotor loss P_2 , W; 3 – copper losses in stator winding at a slot part P_3 , W; 4 – copper losses in stator winding at a front part P_4 , W; 5 – mechanical losses P_5 , W

Conclusions.

1. Using the genetic algorithm and the Yakobi-Hamilton-Belman method the calculated ratios for the determination of the railway electromotive traction drive efficiency are obtained. On this base the methodology of ATM motion simulation during the movement of the electromotive rolling stock according to the power-optimal regimes on the track section with the given graph and the set motion schedule is improved.

2. The adequacy of the obtained equations, which determine the efficiency both the maximum efficiency value of the ATM-SVI circuit in different operating modes under the coupling constraints, and constructive speed, is confirmed by the results of the experiment on the section of the tramway from the depot «Saltovske» to the turning circle of 602 district in Kharkiv. The maximum deviation in the calculation of losses does not exceed 7.42 %.

3. According to the results of solved traction problem, the change in losses in the elements of the traction tram traction design was first determined.

4. The use of advanced methodology is proposed to be carried out in advance based on solving the problem of work modes conditional optimization.

REFERENCES

1. Liubarskiy B.G. *Teoretychni osnovy dlya vyboru ta ocinky perspektyvnyh system elektromehaničnogo peretvorennya energiyi elektroruhomogo skladu*. Diss. dokt. techn. nauk [The theoretical basis for the selection and evaluation of advanced systems of electromechanical energy conversion of electric rolling stock. Doc. tech. sci. diss.]. Kharkiv, 2014. 368 p. (Ukr).
2. Petrenko O.M., Liubarskiy B.G., Riabov E.S. Investigation of the asynchronous traction motor windings temperature influence on the autonomous inverter voltage operating modes. *Electrification of transport*, 2016, no.12, pp. 87-91. (Rus).
3. Noskov V.I. Thermal modal traction engine locomotive. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2012, no.62(968), pp. 142-147. (Rus).
4. Kosmodanianskiy A.S. *Teoreticheskie osnovy i razrabotka system regulirovaniya temperatury tjagovykh elektricheskikh mashin lokomotivov*. Diss. dokt. techn. nauk [Theoretical foundations and development of temperature control systems for traction electric cars of locomotives. Doc. tech. sci. diss.]. Moscow, 2002. 285 p. (Rus).
5. Shcherbatov V.V., Rapoport O.L., Tsukublin A.B. Modeling the thermal state of the traction motor for resource forecasting. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University. Geo Assets Engineering*, 2005, vol.308, no.7, pp. 156-159. (Rus).
6. Getman G.K. *Nauchnye osnovy opredeleniya racional'nogo moshhnostnogo rjada tjagovykh sredstv zheleznodorozhnogo transporta* [Rolling electrical complex on the basis of the criterion of minimizing the area under the curve of motion]. Dnipro, Dnipro National University of Railway Transport named after academician V. Lazaryan Publ., 2008. 444 p. (Rus).
7. Mokin O.B., Mokin B.I. *Modelyuvannya ta optymizaciya ruhu bagatomasovyh elektrychnykh transportnyh zasobiv poverhnyamy zi skladnym relyefom* [Modeling and optimization of movement of multi-mass electric vehicles with difficult terrain surfaces]. Vinnitsa, VNTU Publ., 2013. 192 p. (Ukr).
8. Dmitrienko V.D., Zakovorotnyi A.Yu. *Modelirovanie i optimizaciya processov upravleniya dvizheniem dizel'-poezdov* [Modeling and optimization of diesel train trains control processes]. Kharkiv, NTMT Publ. Center, 2013. 248 p. (Rus).
9. Petrenko O.M., Liubarskiy B.G. Determination of the efficiency of the electromotive structure. Key points and approaches. *Information and control systems on the railway transport*, 2015, no.6, pp. 8-13. (Ukr).
10. Todorov E. Optimal control theory. *Bayesian Brain: Probabilistic Approaches to Neural Coding*, 2006, chap. 12, pp. 268-298. doi: 10.7551/mitpress/9780262042383.003.0012.
11. Kappen H.J. Optimal control theory and the linear Bellman equation. *Bayesian Time Series Models*, 2011, pp. 363-387. doi: 10.1017/cbo9780511984679.018.
12. Kanemoto Y. *Theories of urban externalities*. Holland, North-Holland Publ., 1980. 189 p.
13. Riabov E.S., Petrenko O.M., Overianova L.V. Analysis of losses in the traction induction motor under various power conditions. *Eurasian Union of Scientists*, 2016, no.12(33), chapt. 2, pp. 59-65. (Rus).
14. Severin V.P., Nikulina E.N. *Metody odnomernogo poiska* [Methods of one-dimensional search]. Kharkiv, NTU KhPI Publ., 2013, 124 p. (Rus).
15. Panagiotis G. *Study on optimal train movement for minimum energy consumption*. Sweden, School of Innovation, Design and Engineering Publ., 2013. 82 p.
16. Balaji M., Kamaraj V. Design of high torque density and low torque ripple switched reluctance machine using genetic algorithm. *European Journal of Scientific Research*, 2010, vol.47, no.2, pp. 187-196.
17. Petrenko O.M., Domanskiy O.V., Liubarskiy B.G. Method of rolling stock asynchronous traction drive modes optimization. *Mechanics and engineer*, 2016, no.1, pp. 59-67. (Ukr).
18. Petrenko O.M., Liubarskiy B.G., Glibova M.L. Software-oriented mathematical model of vehicle movement. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2016, no.6(1178), pp. 89-95. (Ukr).
19. Owatchaiphong S., Fuengwarodsakul N.H. Multi-objective based optimization for switched reluctance machines using fuzzy and genetic algorithms. *2009 International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. doi: 10.1109/peds.2009.5385926.

Received 01.10.2017

O. Petrenko¹, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor,

B. Liubarskiy², Doctor of Technical Sciences, Professor,

V. Pliugin¹, Doctor of Technical Sciences, Professor,

¹O.M. Beketov National University of Urban Economy

in Kharkiv,

17, Marshal Bazhanov Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,

e-mail: petersanya1972@gmail.com

²National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,

2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

В.А. Яровенко, П.С. Черников

МЕТОД РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ РЕЖИМОВ ГРЕБНЫХ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ УСТАНОВОК ЭЛЕКТРОХОДОВ

Метою роботи є розробка метода розрахунку перехідних режимів гребних електроенергетичних установок у складі судових пропульсивних комплексів. Методика. На маневрах тривалості перехідних режимів в електроенергетичній установці сумірні з перехідними режимами роботи судна. Тому аналіз маневрених режимів її роботи слід проводити в єдності з усіма складовими частинами судового пропульсивного комплексу. Результати. Розроблені уточнена математична модель і метод розрахунку перехідних режимів всіх складових частин пропульсивного комплексу електрохода на маневрах. Знайдено безрозмірні параметри комплексу. Вони визначають основні показники якості маневрування. Адекватність моделі і методу розрахунку підтверджено порівнянням результатів математичного моделювання з натурними експериментами. Наукова новизна. Метод розрахунку дозволяє розраховувати динамічні режими роботи всіх складових частин пропульсивного комплексу. З'являється можливість проектування гребних електроенергетичних установок по кінцевому результату – за показниками якості маневрування судна. Практичне значення. Метод розрахунку дозволяє проводити всебічні дослідження пропульсивних комплексів на маневрах і знаходити можливості підвищення маневреності електроходів. Бібл. 21, табл. 2, рис. 3.

Ключові слова: електроенергетична установка електрохода, математична модель перехідних режимів, метод розрахунку.

Целью работы является разработка метода расчета переходных режимов гребных электроэнергетических установок в составе судовых пропульсивных комплексов. Методика. На маневрах продолжительности переходных режимов в электроэнергетической установке соизмеримы с переходными режимами работы судна. Поэтому анализ маневренных режимов ее работы следует проводить в единстве со всеми составными частями судового пропульсивного комплекса. Результаты. Разработаны уточненная математическая модель и метод расчета переходных режимов всех составных частей пропульсивного комплекса электрохода на маневрах. Найдены безразмерные параметры комплекса. Они определяют основные показатели качества маневрирования. Адекватность модели и метода расчета подтверждены сравнением результатов математического моделирования с натурными экспериментами. Научная новизна. Метод расчета позволяет рассчитывать динамические режимы работы всех составных частей комплекса. Появляется возможность проектирования гребных электроэнергетических установок по конечному результату – по показателям качества маневрирования судна. Практическое значение. Метод расчета позволяет проводить исследования поведения пропульсивных комплексов на маневрах и отыскивать пути повышения маневренности электроходов. Библ. 21, табл. 2, рис. 3.

Ключевые слова: электроэнергетическая установка электрохода, математическая модель переходных режимов, метод расчета.

Актуальность задачи. В последние годы в мировом судостроении заметно повысился интерес к использованию электродвижения на судах торгового и военно-морского флота. Это обусловлено рядом неоспоримых преимуществ, свойственных такому способу передачи энергии на гребные винты: возможностью применения быстроходных тепловых двигателей (ТД), использованием двигателей упрощенной конструкции (устанавливаются неререверсивные ТД), дроблением полной мощности на несколько частей и возможностью работы каждого теплового двигателя на несколько винтов (что повышает живучесть и гибкость энергетической установки), уменьшением длины валов, широким использованием систем автоматики. Важнейшим преимуществом электродвижения перед традиционным приводом судовых движителей является возможность обеспечения высоких маневренных свойств судов, оборудованных таким типом энергетической установки. Именно маневренные качества гребной установки обеспечивают в первую очередь безопасность выполнения судами маневренных операций.

Современные гребные электрические установки (ГЭУ) строятся на основе асинхронных частотно-управляемых электродвигателей и на базе вентильных гребных электродвигателей. В то же время, в эксплуатации находится большое число судов, энергетические установки которых выполнены по системе переменного тока. В связи с этим, весьма актуальными являются как вопросы проектирования современных

электроходов с высокими маневренными свойствами, так и задачи совершенствования управления гребными энергетическими установками судов, находящихся в эксплуатации. Причем, необходимость в оценке маневренных свойств вновь строящихся электроходов возникает уже на начальных стадиях их проектирования, а повышение эффективности выполнения маневренных операций существующих судов несомненно актуально на любой стадии их жизненного цикла.

Состояние рассматриваемого вопроса. Отличительной особенностью работы электроходов на маневрах является то, что продолжительности переходных процессов в судовой электроэнергетической установке (СЭЭУ) оказываются соизмеримыми с продолжительностями переходных процессов движения самого судна. Поэтому, традиционные допущения о постоянстве частоты вращения гребных винтов при движении судна на маневрах (равно как и наоборот) не приемлемы. Все составные части комплекса электрохода находятся в тесной взаимосвязи. Лишь при решении частных задач позволительно рассматривать какой-либо элемент единого пропульсивного комплекса в отрыве от остальных. (Это, в частности, относится к установившемуся движению). При анализе же неустановившихся режимов гребные электроэнергетические установки следует рассматривать в единстве со всеми остальными элементами пропульсивного комплекса, включающего в себя СЭЭУ, гребные винты и корпус судна. Только в

© В.А. Яровенко, П.С. Черников

такой постановке можно провести обстоятельный анализ их маневренных режимов работы и оценить маневренные свойства электрохода.

Анализ состояния рассматриваемого вопроса показывает следующее. Исследования переходных режимов работы гребных электроэнергетических установок имеют давнюю историю. В многочисленных научных трудах достаточно глубоко рассматриваются вопросы аналитических и машинных методов расчета основных маневренных режимов – пуска, остановки, реверса гребных электродвигателей. Однако и по настоящее время всем им свойственен серьезный недостаток. На практике под системой электродвижения подразумевали и подразумевают обычно только электрическую часть гребной электроэнергетической установки (генераторы, гребные электродвигатели, преобразователи, пульты, посты управления) без первичных двигателей и движителей. В частности, это четко представлено в работах [1-4]. Основной отличительной особенностью этих и других основательных работ является то, что скорость движения судна считается постоянной на протяжении рассматриваемых маневров. Таким образом, гребная электрическая установка рассматривается в отрыве от единого судового пропульсивного комплекса. Конечно, в результате такого упрощения существенно облегчается анализ маневренных режимов работы ГЭУ, но вместе с тем, точность получаемых результатов снижается и, что самое главное, нарушается системный принцип подхода к анализу режимов работы судовых электроэнергетических установок. Нет возможности оценить эффективность работы электроэнергетической установки по «конечному результату» – по показателям качества выполнения маневра электроходом в целом.

Второй отличительной особенностью проведенных ранее исследований является то, что подавляющее их большинство выполнено применительно к конкретным электроходам (в лучшем случае – к конкретным сериям электроходов), к конкретным гребным электрическим установкам. Результаты расчетов, получаемые с помощью этих методов, относятся к конкретным СЭУ и не могут быть распространены на другие электроходы. Это не позволяет проводить широких обоснованных научных обобщений. Тем самым снижается научная ценность результатов проведенных исследований.

Попытка устранить отмеченные недостатки была предпринята одним из авторов этой статьи в работе [5]. Для анализа маневренных режимов гребных электроэнергетических установок в составе пропульсивных комплексов электроходов им разработана соответствующая математическая модель. Она описывает переходные режимы работы всех составных частей комплекса. Модель универсальна, охватывает подавляющее большинство современных и перспективных электроходов с традиционным типом движителей. В то же время, при описании процессов, происходящих в тепловых двигателях, был принят ряд допущений, не позволяющих анализировать динамические режимы их работы. Кроме того, математическое описание процессов, происходящих в синхронных генераторах, было построено на основе векторной диаграммы генератора, что также не давало возможности в полной мере оценить динамические режимы их работы. Таким образом,

математическое описание переходных режимов работы дизель-генераторов нуждается в доработке, что и обусловило необходимость настоящей работы.

Целью статьи является разработка уточненной математической модели переходных режимов гребных электроэнергетических установок электроходов и метода расчета на ее основе маневренных режимов работы судов.

Решение поставленной задачи проведено применительно к наиболее распространенной системе электродвижения – на базе частотно-управляемых асинхронных гребных электродвигателей.

Метод решения задачи. Структурная схема СЭУ «тепловой двигатель – синхронный генератор – преобразователь частоты – асинхронный двигатель» пропульсивного комплекса электрохода представлена на рис. 1. Она соответствует общепринятому в теории электродвижения варианту компоновки электроэнергетической установки [14, 16, 20]. В то же время, в соответствии с поставленной целью, а именно – в необходимости совершенствования проектирования и управления электроэнергетическими установками по показателям качества выполнения маневренных операций именно судном, в нее дополнительно включены гребные винты, руль и корпус электрохода.

В состав пропульсивного комплекса входят два «силовых» контура. Здесь: тепловые двигатели – D , синхронные генераторы (СГ) – G , частотные преобразователи электроэнергии – SE , асинхронные гребные электродвигатели (ГЭД) – M , гребные винты – P , руль – H и корпус судна.

Элементы системы автоматического регулирования и основные параметры, связывающие силовые блоки и управляющие сигналы: регуляторы частоты вращения первичного двигателя – DR ; автоматические регуляторы напряжения генератора – GR ; M_D и ω_D – вращающий момент и угловая скорость вращения теплового двигателя; M_G – электромагнитный момент генератора; U_d и U_q – напряжения генератора по продольной и поперечной осям (внутренние координаты); I_d и I_q – токи генератора по продольной и поперечной осям (внутренние координаты); U_G – напряжение на выходе генератора; ω_{Set} – уставка угловой скорости вращения регулятора скорости; ξ_D – ход рейки топливного насоса; $\Delta\xi_D$ – приращение хода рейки топливного насоса; $1/T_{sp}$ – звено сервомотора; K_{Fb} и K_{is} – коэффициенты усиления звеньев жесткой и гибкой (изодромной) обратных связей; U_f и I_f – напряжение и ток возбуждения синхронного генератора; I_G , I_M – токи СГ и ГЭД; α_{Set} и γ_{Set} – относительные частота и напряжение преобразователя (задающие значения); α и γ – относительные частота и напряжение на выходе преобразователя (с учетом обратных связей); FC – функциональный преобразователь, формирующий закон частотного управления $\gamma = f(\alpha)$; M_p и P_p – момент и упор гребных винтов; M_M и ω_M – вращающий момент и угловая скорость вращения ГЭД.

В качестве регуляторов скорости вращения теплового двигателя применяются [8, 9] изодромные все-режимные регуляторы непрямого действия. В качестве регуляторов напряжения синхронных генераторов используются [9, 10] комбинированные (по управляющему воздействию и по отклонению регулируемой величины) регуляторы.

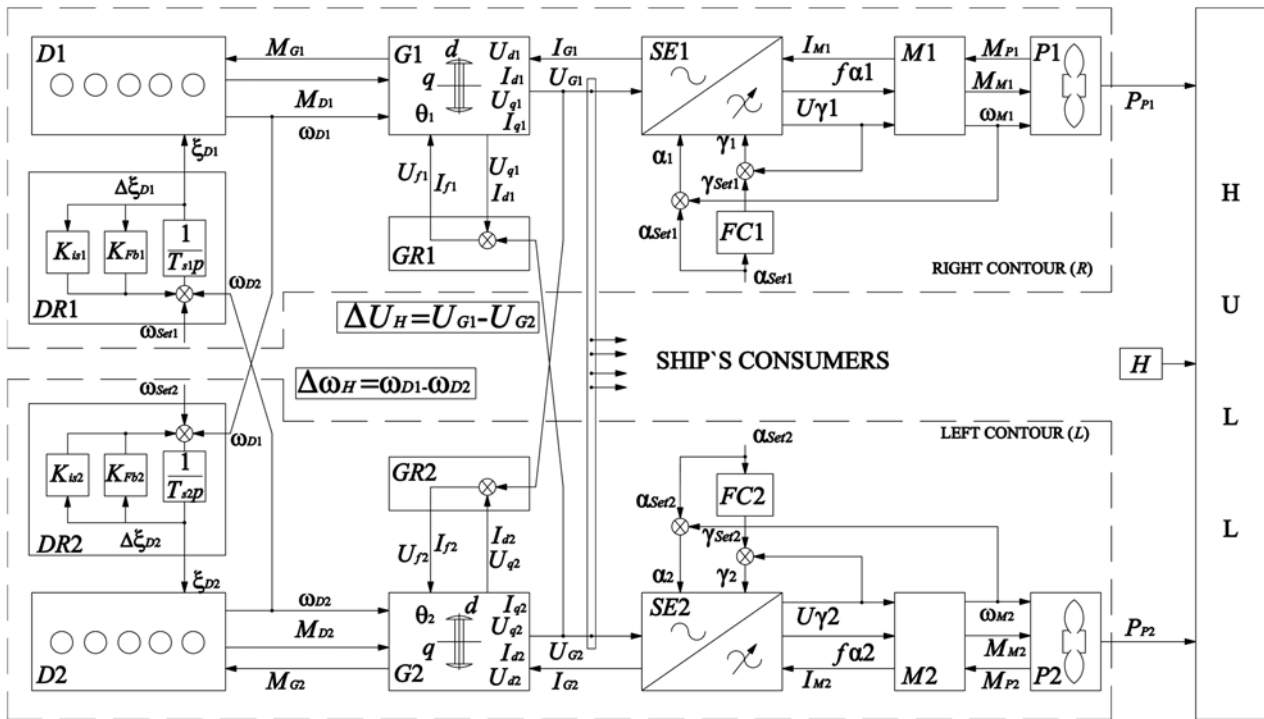


Рис. 1. Структурная схема пропульсивного комплекса электрохода

Система уравнений, описывающих переходные режимы работы электроэнергетической установки в составе пропульсивного комплекса электрохода, представлена ниже.

Для придания общности результатам анализа модель приведена к относительным единицам. В результате этого выявлены критерии динамического подобия пропульсивных комплексов. Это – безразмерные параметры системы «тепловые двигатели – гребная электрическая установка – движители – корпус судна». Найдены диапазоны изменения значений этих параметров, охватывающие большинство серий электроходов с традиционным приводом гребных винтов. Именно эти параметры и определяют текущие значения относительных режимных показателей всех составных частей комплекса и определяют численные значения основных показателей качества маневрирования. Такой подход позволяет придать общность получаемым результатам – электроходы с равными значениями безразмерных параметров будут иметь соответственно одинаковые значения (в относительных единицах) показателей качества маневрирования. Появляется возможность в обобщении результатов исследований.

Относительные значения режимных показателей будут обозначаться символом с чертой. (Индекс «0» соответствует значениям режимных показателей, при работе электрохода в номинальном установившемся режиме).

Например, относительный электромагнитный момент генератора:

$$\overline{M_G} = \frac{M_G}{M_{G0}}$$

Для упрощения восприятия материала термин «относительный» в дальнейшем тексте опущен.

Относительное время определяется иначе:

$$T = \frac{v_0}{L} t,$$

где v_0 – скорость судна, L – длина судна, t – текущее время.

Окончательный вариант обобщенной математической модели переходных и установившихся режимов работы пропульсивных комплексов электроходов представлен ниже.

Тепловой двигатель и регулятор скорости его вращения.

Уравнение движения теплового двигателя [5]:

$$\frac{d\overline{\omega_D}}{dT} = N_D (\overline{M_D} - \overline{M_G}), \quad (1)$$

где

$$N_D = \frac{M_{D0} L}{J_D \omega_{D0} v_0} \quad (2)$$

критерий динамического подобия, J_D – приведенный к валу теплового двигателя момент инерции двигателя и генератора.

Вращающий момент теплового двигателя можно представить как относительное перемещение рейки топливного насоса [8]:

$$\overline{M_D} = \overline{\xi_D}. \quad (3)$$

Мощность теплового двигателя:

$$\overline{P_D} = \overline{M_D} \overline{\omega_D}. \quad (4)$$

Уравнения переходных процессов в регуляторе скорости вращения теплового двигателя, с учетом жесткой и гибкой обратных связей и с учетом работы системы распределения активной мощности (при параллельно работающих генераторных агрегатах (ГА)), могут быть представлены как [9, 10].

Приращение хода рейки топливного насоса:

$$\frac{d\bar{\xi}_D}{dT} = K_P \left(1 - \left(\bar{\omega}_D - \Delta\bar{\omega}_H \right) \right) - K_{Fb} \bar{\Delta\xi}_D - K_{is} \bar{\Delta\xi}_D, \quad (5)$$

где K_P , K_{Fb} , K_{is} – коэффициенты усиления по регулируемой величине (изменению скорости вращения теплового двигателя), жесткой обратной связи и гибкой (изодромной) обратной связи соответственно;

$$\bar{\Delta\omega}_{H1} = \int_0^t \bar{U}_{s1} dt - \quad (6)$$

разность угловых частот вращения генераторов;

$$\bar{U}_{s1} = \frac{\bar{I}_{ae1} - \bar{I}_{ae2}}{k_{ae1}} - \quad (7)$$

напряжение на серводвигателе; k_{ae} – коэффициент усиления контура автоматического регулирования системы распределения активной нагрузки;

$$\bar{I}_{ae1} = \bar{U}_{d1} \bar{I}_{d1} + \bar{U}_{q1} \bar{I}_{q1}, - \quad (8)$$

активная составляющая тока СГ.

Для теплового двигателя второго генераторного агрегата уравнения записываются аналогично.

Синхронный генератор и система автоматического регулирования напряжения. В отличие от «классического» [11] описания СГ здесь не учитываются процессы, несоизмеримые с постоянными времени основных составных частей пропульсивного комплекса электрохода, а именно – трансформаторные ЭДС в статорных обмотках [12]. В виду малости пренебрегаем активным сопротивлением якоря [13], взаимной индуктивностью, которая несоизмеримо мала по сравнению с индуктивностью обмотки возбуждения, а также потокосцеплениями демпферных обмоток.

В состав комбинированной системы автоматического регулирования напряжения синхронных генераторов включен контур регулирования распределения реактивной мощности (при параллельно работающих ГА).

Угол коммутации:

$$\gamma_G = \arccos \left(1 - K_{\gamma G} \frac{|\bar{I}_G|}{|\bar{U}_G|} \right), \quad (9)$$

где

$$K_{\gamma G} = \frac{0,5(3x_d'' + x_q'')}{\sqrt{6}}, \quad (10)$$

x_d'' и x_q'' – сверхпереходные индуктивные сопротивления по осям d и q .

Угол сдвига фаз между векторами \bar{I}_G и \bar{U}_G :

$$\varphi_G = \frac{\gamma_G}{2}. \quad (11)$$

Угол сдвига фаз между векторами \bar{E}_G и \bar{I}_G :

$$\psi_G = \arctg \left(\frac{\sin \varphi_G}{\cos \varphi_G} + \frac{x_q \bar{I}_G}{U_G \cos \varphi_G} \right), \quad (12)$$

где x_q – синхронное индуктивное сопротивление по оси q .

Угол сдвига фаз (угол нагрузки) между векторами \bar{E}_G и \bar{U}_G :

$$\theta_G = \psi_G - \varphi_G. \quad (13)$$

Токи генератора (внутренние координаты d - q):

$$\bar{I}_d = -\bar{I}_G \sin \psi_G, \quad (14)$$

$$\bar{I}_q = \bar{I}_G \cos \psi_G. \quad (15)$$

Напряжения генератора (внутренние координаты d - q):

$$\bar{U}_d = -K_{d1} \bar{I}_G \cos \psi_G, \quad (16)$$

$$\bar{U}_q = -K_{q1} \bar{I}_G \sin \psi_G + K_{q2} \bar{I}_f, \quad (17)$$

где \bar{I}_f – ток обмотки возбуждения генератора.

Приращение тока возбуждения:

$$\frac{d\bar{I}_f}{dT} = N_f \left(\begin{array}{l} K_{f1} K_{Uq} \bar{U}_q + K_{f2} K_{Id} \bar{I}_d - \\ - K_{f3} K_U (\bar{U}_G - (1 - \Delta\bar{U}_{H1})) - \bar{I}_f \end{array} \right), \quad (18)$$

где

$$\Delta\bar{U}_{H1} = \frac{\bar{I}_{re1} - \bar{I}_{re2}}{k_{re1}} - \quad (19)$$

разность напряжений генераторов;

$$\bar{I}_{re1} = \bar{U}_{q1} \bar{I}_{d1} - \bar{U}_{d1} \bar{I}_{q1} - \quad (20)$$

реактивная составляющая тока СГ;

$$K_{d1} = \frac{\sin \theta_0}{\cos \psi_0}, \quad (21)$$

$$K_{q1} = \frac{1 - \cos \theta_0}{\sin \psi_0}, \quad (22)$$

$$K_{q2} = 1, \quad (23)$$

$$K_{Uq} = \frac{U_{G0}}{U_{f0}}, \quad (24)$$

$$K_{Id} = \frac{I_{G0} x_d}{U_{f0}}, \quad (25)$$

$$K_U = \frac{U_{G0}}{U_{f0}} - \quad (26)$$

безразмерные параметры;

$$N_f = \frac{LU_{f0}}{L_f I_{f0} v_0} - \quad (27)$$

критерий динамического подобия; L_f – индуктивность самоиндукции обмотки возбуждения; U_f и I_f – напряжение и ток обмотки возбуждения; K_{ρ_1} , K_{ρ_2} , K_{ρ_3} – коэффициенты усиления по основному сигналу, по возмущающему воздействию и по отклонению регулируемой величины соответственно; k_{re} – коэффициент контура автоматического регулирования системы распределения реактивной нагрузки.

Электромагнитный момент генератора:

$$\bar{M}_G = -K_{G1} \bar{I}_G^2 \sin \psi_G \cos \psi_G + K_{G2} \bar{I}_f \bar{I}_G \cos \psi_G, \quad (28)$$

где

$$K_{G1} = \frac{(L_d - L_q) I_{G0}^2}{M_{G0}}, \quad (29)$$

$$K_{G2} = \frac{M_{ad} I_{f0} I_{G0}}{M_{G0}} - \quad (30)$$

безразмерные параметры; L_d и L_q – индуктивности

самоиндукции обмотки якоря по осям d и q ; M_{ad} – индуктивность взаимной индукции по оси d .

Соотношения (9) – (30) получены в [6, 7].

Напряжение на выходе генератора:

$$\overline{U_G} = \sqrt{\left(\overline{U_d^2} + \overline{U_q^2}\right)}. \quad (31)$$

Активная мощность генератора:

$$\overline{P_G} = \overline{U_G I_G} \cos \varphi_G. \quad (32)$$

Преобразователь электроэнергии. Рассматривая преобразователь частоты как безынерционный «квантователь» электроэнергии с идеальными вентилями, не учитывая протекающие в нем электромагнитные процессы, и считаем, что ток на выходе преобразователя непрерывен, а сам преобразователь не выходит за область нормальных нагрузок [14]. Тип преобразователя – частотный с автономным инвертором напряжения (ЧП с АИН).

Зависимость выходного напряжения от входного:

$$\overline{U_M} = \gamma \overline{U_G}, \quad (33)$$

где U_M – напряжение ГЭД.

Гребной электродвигатель. В математической модели [5] приведено математическое описание обобщенного гребного электродвигателя. Как частный случай из него, вытекает математическая модель асинхронного электродвигателя (АД) при частотном управлении. В ее основе лежит точная классическая схема замещения АД, что и определяет необходимые допущения и упрощения. Напряжение на зажимах статора считается синусоидальным, насыщение стали машины не учитывается, распределение потока по дуге воздушного зазора принимается синусоидальным, потери стали в статоре учитываются приближенно, а в роторе – не учитываются [15, 16].

Уравнение движения ГЭД:

$$\frac{d\omega_M}{dT} = N_M (\overline{M_M} - \overline{M_P}), \quad (34)$$

где

$$N_M = \frac{M_{M0} L}{J_M \omega_{M0} v_0} - \quad (35)$$

критерий динамического подобия;

$$\overline{M_M} = K_M I_M \overline{\Phi_M} \cos \varphi_M - \quad (36)$$

момент ГЭД;

$$\overline{I_M} = C_{M24} \gamma \sqrt{\frac{1}{C_{M17} + C_{M18} \alpha^2 + \frac{C_{M21} + C_{M22} \alpha^2}{(C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M)^2} + \frac{C_{M23} \alpha}{C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M}}} - \quad (37)$$

ток двигателя;

$$\overline{\Phi_M} = C_{M25} \gamma \sqrt{\frac{x_{2M}^2 (C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M)^2 + r_{2M}^2}{(b_M^2 + c_M^2 \alpha^2) (C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M)^2 + (d_M^2 + e_M^2 \alpha^2) r_{2M}^2 + 2 r_{1M} r_{2M}' \alpha (C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M)}} - \quad (38)$$

магнитный поток ГЭД;

$$\cos \varphi_M = \frac{1}{\sqrt{1 + C_{M26} (C_{M19} \alpha - C_{M20} \omega_M)^2}} - \quad (39)$$

коэффициент мощности двигателя;

$$C_{M17} = \frac{b_M^2}{r_{2M}^2}, \quad (40)$$

$$C_{M18} = \frac{c_M^2}{r_{2M}^2} \alpha_0^2, \quad (41)$$

$$C_{M19} = \alpha_0, \quad (42)$$

$$C_{M20} = \frac{\omega_{M0}}{\omega_{1Mn}}, \quad (43)$$

$$C_{M21} = d_M^2, \quad (44)$$

$$C_{M22} = e_M^2 \alpha_0^2, \quad (45)$$

$$C_{M23} = 2 \frac{r_{1M}}{r_{2M}} \alpha_0, \quad (46)$$

$$C_{M24} = \sqrt{C_{M17} + C_{M18} + \frac{C_{M21}}{\beta_{M0}^2} + \frac{C_{M22}}{\beta_{M0}^2} + \frac{C_{M23}}{\beta_{M0}}}, \quad (47)$$

$$C_{M25} = \sqrt{\frac{(b_M^2 + c_M^2 \alpha_0^2) (C_{M19} \alpha_0 - C_{M20} \omega_{M0})^2 + (d_M^2 + e_M^2 \alpha_0^2) r_{2M}^2 + 2 r_{1M} r_{2M}' \alpha_0 (C_{M19} \alpha_0 - C_{M20} \omega_{M0})}{x_{2M}^2 + \frac{r_{2M}^2}{\beta_{M0}^2}}}, \quad (48)$$

$$C_{M26} = \frac{x_{2M}^2}{r_{2M}^2} - \quad (49)$$

безразмерные параметры;

$$b_M = r_{1M} (1 + \tau_{2M}), \quad (50)$$

$$c_M = x_{0M} \tau_M, \quad (51)$$

$$d_M = r_{1M} / x_{0M}, \quad (52)$$

$$e_M = 1 + \tau_{1M} - \quad (53)$$

постоянные коэффициенты асинхронного частотно-управляемого ГЭД;

$$\tau_{1M} = \frac{x_{1M}}{x_{0M}}, \quad (54)$$

$$\tau_{2M} = \frac{x'_{2M}}{x_{0M}}, \quad (55)$$

$$\tau_M = \tau_{1M} + \tau_{2M} + \tau_{1M} \tau_{2M} - \quad (56)$$

коэффициенты рассеяния; J_M – момент инерции двигателя; K_M – постоянный конструктивный коэффициент; ω_{1Mn} – частота вращения магнитного поля статора; r_{1M} и r'_{2M} – активные сопротивления статора и ротора (приведенное) АД; x_{1M} и x'_{2M} – индуктивные сопротивления статора и ротора (приведенное) АД; x_{0M} – индуктивное сопротивление намагничивания; β_{M0} – абсолютное скольжение ротора АД. Соотношения (34) – (49) получены в [5].

Управление электроэнергетической установкой. Управление осуществляется с поста управления

(ПУ) на мостике. Основная задача – управление движением судна в режиме реального времени. Выходной сигнал ПУ формирует два управляющих воздействия на преобразователь частоты (по частоте α и по напряжению γ).

Относительная частота выходного напряжения преобразователя частоты SE [5]:

$$\alpha = \alpha_{Set} - K_{\alpha P} \alpha_P - K_{\alpha \omega} \alpha_{\omega} - K_{\alpha f} (\alpha_f - \alpha_{f \max}) - K_{\alpha M} (\alpha_M - \alpha_{M \max}) - K_{\alpha I} (\alpha_I - \alpha_{I \max}) - K_{\alpha PD} (\alpha_{PD} - \alpha_{PD \max}) \quad (57)$$

где α_{Set} – задающее значение относительной частоты; α_P – корректирующая связь по мощности ГЭД; α_{ω} – корректирующая связь по угловой скорости вращения ГЭД; α_f – отсечка по выходной частоте преобразователя частоты; α_M – отсечка по вращающему моменту ГЭД; α_I – отсечка по току статора ГЭД; α_{PD} – отсечка по мощности, потребляемой системой электродвижения; $K_{\alpha P}$, $K_{\alpha \omega}$, $K_{\alpha f}$, $K_{\alpha M}$, $K_{\alpha I}$, $K_{\alpha PD}$ – коэффициенты усиления, которые определяются конкретной системой управления.

Относительное напряжение на выходе преобразователя SE [5]:

$$\gamma = \gamma_{Set} - K_{\gamma I} (\gamma_I - \gamma_{I \max}) - K_{\gamma U} \gamma_U \quad (58)$$

где γ_{Set} – задающее значение относительного напряжения преобразователя частоты – сигнал, являющийся функцией относительной частоты и принятого закона управления напряжением; γ_U – корректирующая связь по напряжению ГЭД; γ_I – отсечка по току статора ГЭД; $K_{\gamma I}$, $K_{\gamma U}$ – коэффициенты усиления.

В каждом конкретном случае система автоматического управления имеет свой «набор» управляющих сигналов по каждому каналу регулирования.

Именно эти управляющие воздействия напрямую влияют на показатели качества выполнения судном маневренных операций.

Гребные винты. Гидродинамическую реверсивную характеристику гребного винта, с учетом движения судна по криволинейной траектории, представим в виде параболического полинома [17, 18].

Момент винта:

$$\overline{M_P} = a_{21} \overline{\omega_P}^2 + b_{21} \overline{\omega_P} \overline{v_e} + c_{21} \overline{v_e}^2 + a_M \overline{v}^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{Bev} \quad (59)$$

где a_{21} , b_{21} , c_{21} – коэффициенты универсальной характеристики винта (постоянны в определенных диапазонах измерения $\overline{\omega_P}$ и $\overline{v_e}$); $\overline{\omega_P}$ – угловая скорость вращения винта; $\overline{v_e}$ – скорость натекания воды на винт; \overline{v} – скорость движения судна; a_M – постоянный коэффициент; α_{Bev} – угол скоса потока воды.

Упор винта:

$$\overline{P_P} = a_{11} \overline{\omega_P}^2 + b_{11} \overline{\omega_P} \overline{v_e} + c_{11} \overline{v_e}^2 + a_P \overline{v}^2 \operatorname{tg}^2 \alpha_{Bev} \quad (60)$$

где a_{11} , b_{11} , c_{11} – коэффициенты универсальной характеристики винта; a_P – постоянный коэффициент.

Корпус электрохода. Рассматривается движение судна по свободной поверхности воды в связанной с ним системе координат $GXYZ$, начало которой совпадает с центром тяжести судна G . Плоскость GXY параллельна основной плоскости судна, ось GX размещается в диаметральной плоскости и направлена в нос, ось ZY – на

правый борт, ось GZ – вертикально вверх. Присоединенным моментом λ_{26} пренебрегаем [19].

Составляющие скорости движения судна вдоль осей X , Y и скорость вращения вокруг оси Z :

$$\frac{d\overline{v_X}}{dT} = C_{\lambda 2} \overline{v_Y} \overline{\Omega_Z} + N_X \left\{ \sum_J K_{Pj} \overline{P_{ej}} - C_{RX} \overline{\beta_{RP}} \overline{v^2} - \overline{R_X} \right\} \quad (61)$$

$$\frac{d\overline{v_Y}}{dT} = -\frac{1}{C_{\lambda 2}} \overline{v_X} \overline{\Omega_Z} + \frac{N_X}{C_{\lambda 2}} \left\{ \sum_J K_{Pj} \alpha_{jz} \overline{P_{ej}} - C_{RY} \overline{\beta_{RP}} \overline{v^2} - \overline{R_Y} \right\} \quad (62)$$

$$\frac{d\overline{\Omega_Z}}{dT} = -\frac{N_{\Omega}}{N_X} C_{\lambda 21} \overline{v_X} \overline{v_Y} + N_{\Omega} \left\{ \sum_j K_{Pj} h_{Pj} \overline{P_{ej}} + (\overline{M_{PZ}} - \overline{M_{DZ}}) + C_{RY} \overline{X_R} \overline{\beta_{RP}} \overline{v^2} \right\} \quad (63)$$

где

$$\overline{R_X} = \left\{ C_{11} \cos 1,5 \beta_{dr} - C_{12} \sin^4 1,5 \beta_{dr} + C_{13} \left(\frac{2\beta_{dr}}{\pi} \right)^3 \right\} \overline{v^2} \quad (64)$$

продольная сила руля;

$$\overline{R_Y} = \left\{ C_{21} \sin 2\beta_{dr} \cos \beta_{dr} + C_{22} \sin^2 \beta_{dr} + C_{23} \sin^4 2\beta_{dr} \right\} \overline{v^2} \quad (65)$$

поперечная сила руля;

$$\overline{M_{PZ}} - \overline{M_{DZ}} = \left[C_{61} \sin 2\beta_{dr} + C_{62} \sin \beta_{dr} + C_{63} \sin^3 2\beta_{dr} + C_{64} \sin^4 2\beta_{dr} \right] \overline{v^2} - C_{65} \overline{\Omega_Z} \overline{v^2} \quad (66)$$

момент поворота;

$$C_{\lambda 2} = \frac{m + \lambda_{22}}{m + \lambda_{11}} \quad (67)$$

$$C_{\lambda 21} = \frac{2(\lambda_{22} - \lambda_{11})}{m + \lambda_{11}} \quad (68)$$

$$C_{RX} = \frac{\mu_{rx} \frac{\rho}{2} v_0^2 S_C (1 - \psi)^2}{\sum K_{Pj} P_{ej0}} \quad (69)$$

$$C_{RY} = \frac{\mu_K \frac{\rho}{2} v_0^2 S_C (1 - \psi)^2}{\sum K_{Pj} P_{ej0}} \quad (70)$$

$$C_{11} = \frac{R_{X0}}{\sum K_{Pj} P_{ej0}} \quad (71)$$

$$C_{12} = \frac{0,07 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}} \quad (72)$$

$$C_{13} = \frac{c_4 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (73)$$

$$C_{21} = \frac{0,5 C_Y^\beta \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (74)$$

$$C_{22} = \frac{c_2 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (75)$$

$$C_{23} = \frac{c_3 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (76)$$

$$C_{61} = \frac{2m_1 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (77)$$

$$C_{62} = \frac{2m_2 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (78)$$

$$C_{63} = \frac{2m_3 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (79)$$

$$C_{64} = \frac{2m_4 \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}}, \quad (80)$$

$$C_{65} = \frac{2 \left[0,739 + 8,7 \frac{T}{L} \right] C_{m0}^\omega \frac{\rho}{2} v_0^2 F_D}{\sum K_{Pj} P_{ej0}} - \quad (81)$$

безразмерные параметры;

$$N_X = \frac{L \sum K_{Pj} P_{ej0}}{(m + \lambda_{11}) v_0^2}, \quad (82)$$

$$N_\Omega = \frac{L^3 \sum K_{Pj} P_{ej0}}{2(J_Z + \lambda_{66}) v_0^2} - \quad (83)$$

критерии динамического подобия; X_R – расстояние от центра системы координат до руля; P_{ej} и K_{Pj} – полезный упор гребного винта и его доля в суммарном потоке соответственно; L – длина судна; m – масса судна; ρ – удельная плотность воды; λ_{11} и λ_{22} – присоединенные массы воды вдоль осей X и Y ; λ_{66} – присоединенный момент инерции воды; μ_{rx} – коэффициент сопротивления пера руля; μ_K – коэффициент боковой силы руля; ψ – угол курса; S_C – приведенная площадь пера руля; c_4 – коэффициент продольной позиционной силы сопротивления воды; C_Y^β , c_2 , c_3 – коэффициенты силы корпуса; m_1 , m_2 , m_3 , m_4 – коэффициенты позиционного момента сопротивления; F_D – приведенная площадь погруженной части диаметральной плоскости судна; M_{PZ} и M_{DZ} – позиционный и демпфирующий моменты сопротивления; C_{m0}^ω – коэффициент демпфирующего момента сопротивления; β_{dr} – угол дрейфа; J_Z – момент инерции судна при вращении вокруг оси Z .

Угол атаки пера руля:

$$\beta_{RP} = K_R \beta_R - \chi_C \left(\arctg \beta_{dr} - \varepsilon \frac{\Omega_Z}{v} \right), \quad (84)$$

где β_R – угол перекадки пера руля; χ_C – приведенный коэффициент влияния корпуса и винтов на руль; ε – величина, определяемая отношением I_R/L (I_R – расстояние между рулем и мидель шпангоутом). Соотношения (61) – (84) получены в [5].

Разработанная математическая модель позволяет всесторонне анализировать переходные процессы пропульсивных комплексов электроходов на маневрах.

Для анализа маневренных режимов работы разработан пакет прикладных программ. Базовой является программа, позволяющая рассчитывать законы изменения во времени относительных режимных показателей, при выполнении электроходами самых различных маневров. При этом в ходе анализа маневренных режимов:

- рассчитываются безразмерные параметры составных частей комплекса;
- для исследуемого маневра вводятся параметры управления в соответствии с положениями рукояток постов управления и перекадкой пера руля;
- задаются начальные условия;
- согласно выбранным маневрам формируются законы управления каждым силовым контуром;
- рассчитываются текущие значения основных режимных показателей каждого силового контура по ходу выполнения маневра;
- определяются гидродинамические силы и моменты, действующие на судно; рассчитываются текущие значения параметров движения судна в связанной с ним системе координат, а затем – в несвязанной системе координат.

Решения представленной выше системы уравнений (1) – (84) – это решение задачи Коши. В качестве метода решения использован метод Рунге-Кутты-Мерсона.

Окончательные результаты расчетов представляются в числовом виде и в виде готовых графиков изменения во времени режимных показателей:

- а) по каждому силовому контуру:
 - угловой скорости вращения – ω_D , вращающего момента – M_D и мощности теплового двигателя – P_D ;
 - напряжения на выходе – U_G и тока – I_G генератора;
 - тока возбуждения генератора – I_{fG} ;
 - относительного напряжения управления преобразователем – γ ;
 - напряжения – U_M и тока – I_M гребного электродвигателя;
 - вращающего момента – M_M и угловой скорости вращения – ω_M гребного электродвигателя;
- б) по параметрам движения судна:
 - скорости движения – v ;
 - составляющей скорости v вдоль продольной оси X – v_X и вдоль поперечной оси Y – v_Y ;
 - угловой скорости вращения вокруг оси Z – Ω_Z ;
 - угла дрейфа – β_{dr} и угла курса – ψ судна.

При необходимости, могут регистрироваться и любые другие, получаемые в процессе расчетов, режимные показатели.

Для подтверждения адекватности разработанной математической модели и построенного на ее основе

метода расчета, сопоставим результаты математического моделирования с опубликованными в работах [20, 21] данными, полученными в ходе натурных экспериментов другими исследователями.

Воспользуемся приведенными в указанных работах осциллограммами разгона и реверса гребной электроустановки атомного электрохода «Арктика».

Пересчитанные (для удобства сопоставительного анализа) в относительные величины, эти осциллограммы приведены, соответственно, на рис. 2, 3 сплошными линиями. Здесь же штриховыми линиями нанесены текущие значения режимных показателей, полученных при помощи разработанного метода расчета.

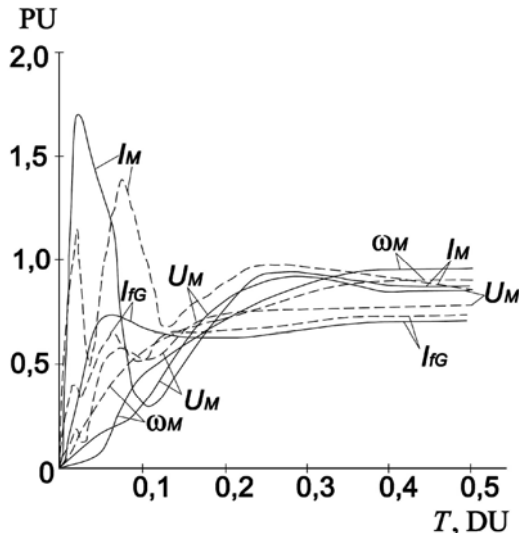


Рис. 2. Сравнение теоретического расчета разгона ГЭУ атомного электрохода «Арктика» с экспериментальными данными

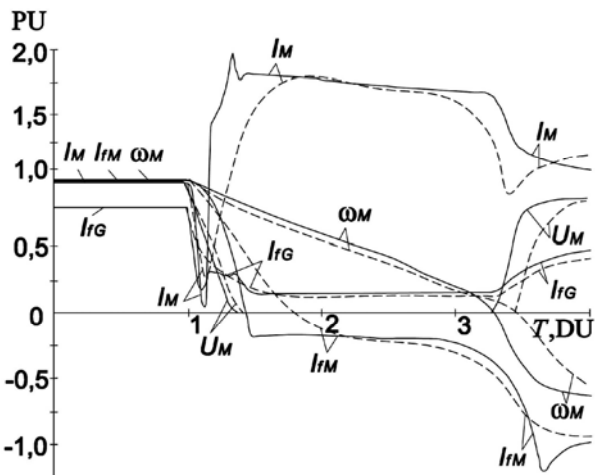


Рис. 3. Сравнение теоретического расчета чередующихся реверсов ГЭУ атомного электрохода «Арктика» с экспериментальными данными

Основные параметры пропульсивного комплекса, необходимые для расчета безразмерных параметров и критериев динамического подобия представлены в табл. 1.

Обобщенные безразмерные параметры и критерии динамического подобия, рассчитанные по приведенным выше соотношениям даны в табл. 2.

Таблица 1

Основные параметры пропульсивного комплекса	
Длина судна по к.в.л.	136 м
Скорость судна	21 узел
<i>Номинальные параметры тепловых двигателей:</i>	
мощность	27 600 кВт
частота вращения	3500 об/мин
<i>Номинальные параметры синхронных генераторов:</i>	
мощность	9000 кВт
напряжение	780 В
частота вращения	3500 об/мин
коэффициент мощности	0,88
обмоточные данные, о.е.:	
x_d	0,96
x_q	1,12
x''_d	0,14
x''_q	0,16
<i>Номинальные параметры гребных электродвигателей:</i>	
мощность	17600 кВт
ток якоря	9200 А
частота вращения	130 об/мин

Таблица 2

Безразмерные параметры и критерии динамического подобия атомохода «Арктика»

K_M	K_{d1}	K_{q1}	K_{q2}	K_{G1}
1,071	1,12	0,294	1	-0,029
K_{G2}	N_D	N_{jG}	N_M	N_X
1,684	0,641	5,6	6,06	0,2
$K_{\gamma G}$	K_P	K_{Fb}	K_{is}	a_{21}
0,118	900	2	0,5	1,73
a_{11}	b_{21}	b_{11}	c_{21}	c_{11}
1,73	0,33	0,33	-1,06	-1,06

Законы управления каждым силовым контуром заданы в математической модели в соответствии с осциллограммами натурных испытаний [16, 17]:

а) при разгоне $0 \leq T \leq T_1$:

$$\overline{U_{Gset}} = 0,8(1 - e^{-K_1 T}), \quad (85)$$

$$\overline{U_{Mset}} = 1; \quad (86)$$

б) при реверсе с переднего хода на задний

$T_1 \leq T \leq T_2$:

$$\overline{U_{Gset}} = 0,8 - 1,5(1 - e^{-0,8K_2(T-T_1)}), \quad (87)$$

$$\overline{U_{Mset}} = 1 - 1,5(1 - e^{-K_2(T-T_1)}) - \quad (88)$$

для $\omega_M > 0$;

$$\overline{U_{Gset}} = 0,1 + 0,5(1 - e^{-1,5K_2(T-T_1)}), \quad (89)$$

$$\overline{U_{Mset}} = -0,5 - 0,5(1 - e^{-K_2(T-T_1)}) - \quad (90)$$

для $\omega_M \leq 0$;

в) при реверсе с заднего хода на передний

$T_2 \leq T \leq T_3$:

$$\overline{U_{Gset}} = 0,1 + 0,7(1 - e^{-1,5K_3(T-T_2)}), \quad (91)$$

$$\overline{U_{Mset}} = 0,5 + 0,5(1 - e^{-K_3(T-T_2)}) - \quad (92)$$

для $\omega_M < 0$;

$$\overline{U_{Gset}} = 0,6 - 1,5(1 - e^{-0,8K_3(T-T_2)}), \quad (93)$$

$$\overline{U_{Mset}} = -1 + 1,5(1 - e^{-K_3(T-T_2)}) - \quad (94)$$

для $\omega_M \geq 0$;

где U_{Gset} , U_{Mset} – управляющие сигналы в системах возбуждения СГ и ГЭД соответственно; K_1 , K_2 , K_3 – постоянные времени.

Результаты расчета основных (приведенных на осциллограммах) режимных показателей (I_{fG} , U_M , ω_M , I_M), выполненные по разработанному методу в соответствии с соотношениями (18), (33), (34), (37) в пакете прикладных программ qb64, matlab, показаны штриховыми линиями на рис. 2, 3.

Сравнение результатов расчета по разработанному методу с экспериментальными данными показывает достаточно хорошую сходимость. Тенденции изменения режимных показателей совпадают. Определенные расхождения в начальных стадиях переходных процессов ожидаемы, и объясняются настройками и коэффициентами усиления системы автоматического регулирования, которые для каждого судна имеют свои значения.

Таким образом, проведенные исследования подтверждают приемлемость предложенной математической модели и разработанного метода для расчета маневренных режимов работы электроходов.

Выводы:

1. Предложена уточненная математическая модель и метод расчета на ее основе режимов работы гребных электроэнергетических установок в составе пропульсивных комплексов электроходов. Метод позволяет рассчитывать текущие значения основных режимных показателей как в установившемся, так и в динамическом режимах электроэнергетических установок, оценивать показатели качества работы электроходов на маневрах.

2. Адекватность разработанного метода расчета подтверждена результатами натурных испытаний, проведенных независимыми исследователями.

3. Использование разработанного метода расчета открывает широкие возможности в исследовании переходных и установившихся режимов работы пропульсивных комплексов судов с электродвижением.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васин И.М. Создание перспективных электротехнических и энергетических комплексов судовых единых электроэнергетических систем: дисс. ... докт. техн. наук. – Санкт-Петербург, 2011. – 445 с.
2. Егоров Л.Е. Компьютерное моделирование единой высоковольтной судовой электроэнергетической системы с пропульсивными комплексами типа азипод в нормальных и аварийных режимах работы: дис. канд. техн. наук. Санкт-Петербург, 2014. – 183 с.
3. Hansen J.F. Modeling and control of marine power system: Thesis for the degree of Philosophy Doctor. – Norwegian University of Science and Technology, 2008. – 119 p.
4. Radan D. Integrated control of marine electrical power system: Thesis for the degree of Philosophy Doctor. – Norwegian University of Science and Technology, 2008. – 231 p.
5. Яровенко В.А. Расчет и оптимизация переходных режимов пропульсивных комплексов электроходов. – Одесса: «Маяк», 1999. – 188 с.
6. Яровенко В.А., Подлях А.Е., Черников П.С. Математическая модель синхронного генератора в составе пропульсивного комплекса электрохода // Вестник ОНМУ. – 2011. – №33. – С. 35-45.

7. Черников П.С. Исследование переходных режимов генераторных агрегатов пропульсивных комплексов электроходов // Проблемы техники. – 2011. – №3. – С. 45-55.

8. Горб С.И. Анализ систем автоматического регулирования частоты вращения судовых дизельных установок: Учеб. пособие. – М.: В/О «Мортехреклама», 1989. – 44 с.

9. Токарев Л.Н. Системы автоматического регулирования. – Санкт-Петербург: «Нотабене», 2001. – 190 с.

10. Чан Вьет Хунг. Исследование переходных процессов в аварийных режимах судовой электроэнергетической системы: автореф. дис. ... канд. техн. наук. – Санкт-Петербург, 2007.

11. Копылов И.П. Электромеханические преобразователи энергии. – М.: «Энергия», 1973. – 400 с. с ил.

12. Коноплев К.Г. Импульсное регулирование синхронных генераторов. – Севастополь: СНТУ, 2008.

13. Меркурьев Г.В., Шаргин Ю.М. Устойчивость энергосистем. Санкт-Петербург: НОУ «Центр подготовки кадров энергетики». – 2005.

14. Кузнецов Н.А., Куропаткин П.В., Хайкин А.Б., Хомяков Н.М. Основы проектирования гребных электрических установок. – Ленинград: Изд-во «Судостроение», 1972. – 656 с.

15. Булгаков А.А. Частотное управление асинхронными двигателями. – 3-е перераб. изд. – М.: Энергоиздат, 1982. – 216 с.

16. Хайкин А.Б., Васильев В.Н., Полонский В.И. Автоматизированные гребные электрические установки: Учебник для вузов. – 4-е изд перераб. и доп. – М.: Транспорт, 1986. – 424 с.

17. Першиц Р.Я. Управляемость и управление судном. – Л.: Судостроение, 1983. – 272 с.

18. Небеснов В.И. Вопросы совместной работы двигателей, винтов, и корпуса судна. – Л.: Судостроение, 1965. – 247 с.

19. Войтковский Я.И., Першиц Р.Я., Титов И.А. Справочник по теории корабля. Изд.2-е перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1973. – 512 с.

20. Гребные электрические установки: Справочник / Е.Б. Айзенштадт, Ю.М. Гилерович, Б.А. Горбунов, В.В. Сержантов. – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1985. – 304 с.

21. Баранов Л.Н., Малишевский В.Е. Результаты испытаний модернизированных регуляторов ГЭУ атомных ледоколов типа «Арктика»// Энергетические установки и оборудование морских судов. – 1990. – С. 74-78.

REFERENCES

1. Vasin I.M. *Sozdanie perspektivnykh elektrotekhnicheskikh i energeticheskikh kompleksov sudovykh edinykh elektroenergeticheskikh sistem*. Diss. doct. techn. nauk [Creation of perspective electrotechnical and power complexes of ship single electric power systems. Doc. tech. sci. diss.]. St.-Petersburg, 2011. 445 p. (Rus).
2. Egorov L.E. *Komp'yuternoe modelirovanie edinoi vysokovol'tnoi sudovoi elektroenergeticheskoi sistemy s propul'sivnymi kompleksami tipa azipod v normal'nykh i aviariynykh rezhimakh raboty*. Diss. kand. tech. nauk [Computer modeling of a single high-voltage ship electric power system with propulsion complexes of the azipod type in normal and emergency operation modes. Cand. tech. sci. diss.]. St. Petersburg, 2014. 183 p. (Rus).
3. Hansen J.F. *Modeling and control of marine power system: Thesis for the degree of Philosophy Doctor*. Norwegian University of Science and Technology, 2008. 119 p.
4. Radan D. *Integrated control of marine electrical power system: Thesis for the degree of Philosophy Doctor*. Norwegian University of Science and Technology, 2008. 231 p.
5. Yarovenko V.A. *Raschet i optimizatsiya perekhodnykh rezhimov propul'sivnykh kompleksov elektrokhodov* [Calculation and optimization of transient regimes of propulsion complexes of electric vessels]. Odessa, Mayak Publ., 1999. 188 p. (Rus).

6. Yarovenko V.A., Podlyakh A.E., Chernikov P.S. The mathematical model of a synchronous generator in the composition of a propulsion complex of an electric vessel. *Bulletin of the ONMU*, 2011, vol. 33, pp. 35-45. (Rus).
7. Chernikov P.S. Investigation of transient regimes of generator aggregates of propulsion complexes of electric vessels. *Problems of technology: Scientific and production magazine*, 2011, no.3, pp. 45-55. (Rus).
8. Gorb S.I. *Analiz sistem avtomaticheskogo regulirovaniia chastoty vrashcheniia sudovykh dizel'nykh ustanovok* [Analysis of automatic control systems for the speed of ship diesel engines]. Moscow, Morteckhrekhlama Publ., 1989. 44 p. (Rus).
9. Tokarev L.N. *Sistemy avtomaticheskogo regulirovaniia* [Automatic control systems]. St. Petersburg, Notabene Publ., 2001. 190 p. (Rus).
10. Chan Viet Hung. *Issledovanie perekhodnykh protsessov v avariinykh rezhimakh sudovoi elektroenergeticheskoi sistemy*. Diss. kand. tech. nauk [Investigation of transient processes in the emergency modes of the ship electric power system. Cand. tech. sci. diss.]. St. Petersburg, 2007. (Rus).
11. Kopylov I.P. *Elektromekhanicheskie preobrazovateli energii* [Electromechanical energy converters]. Moscow, Energy Publ., 1973. 400 p. (Rus).
12. Konoplev K. G. *Impul'snoe regulirovanie sinkhronnykh generatorov* [Impulse regulation of synchronous generators]. Sevastopol, SevNTU Publ., 2008. (Rus).
13. Merkuriev G.V., Shargin Yu.M. *Ustoichivost' energosistem* [Stability of power systems]. St. Petersburg, NOU Center for the Training of Energy Personnel Publ., 2005. (Rus).
14. Kuznetsov N.A., Kuropatkin P.V., Khaikin A.B., Khomyakov N.M. *Osnovy proektirovaniia grebnykh elektricheskikh ustanovok* [Basic design of rowing electrical installations]. Leningrad, Shipbuilding Publ., 1972. 656 p. (Rus).
15. Bulgakov A.A. *Chastotnoe upravlenie asinkhronnymi dvigateliami* [Frequency Control of Asynchronous Motors]. Moscow, Energoizdat Publ., 1982. 216 p. (Rus).
16. Khaikin A.B., Vasilyev V.N., Polonsky V.I. *Avtomatizirovannye grebnye elektricheskie ustanovki* [Automated rowing electrical installations]. Moscow, Transport Publ., 1986. 424 p. (Rus).
17. Pershitz R.Ya. *Upravliaemost' i upravlenie sudnom* [Controllability and control of the ship]. Leningrad, Shipbuilding Publ., 1983. 272 p. (Rus).
18. Nebesnov V.I. *Voprosy sovместnoi raboty dvigatelei, vintov, i korpusa sudna* [Questions of the joint operation of engines, propellers, and hull of the vessel]. Leningrad, Shipbuilding Publ., 1965. 247 p. (Rus).
19. Voytkunsky Ya.I., Pershitz R.Ya., Titov I.A. *Spravochnik po teorii korablia* [Handbook of ship theory]. Leningrad, Shipbuilding Publ., 1973. 512 p. (Rus).
20. Aizenshtadt E.B., Gilerovich Yu.M., Gorbunov B.A., Serzhantov V.V. *Grebnye elektricheskie ustanovki. Spravochnik* [Rowing electrical installations. Reference book]. Leningrad, Shipbuilding Publ., 1985. 304 p. (Rus).
21. Baranov L.N., Malishevsky V.E. Results of tests of modernized regulators of power plants of nuclear icebreakers of the «Arktika» type]. *Power installations and equipment of sea-going vessels*, 1990, pp. 74-78. (Rus).

Поступила (received) 20.09.2017

Яровенко Владимир Алексеевич¹, д.т.н., проф.,
 Черников Павел Сергеевич¹, ст. преподаватель,
¹ Одесский национальный морской университет,
 65007, Одесса, ул. Мечникова, 34,
 тел/phone +380 50 5980683,
 e-mail: yarovenko@3g.ua; chernikov@onmu.odessa.ua

V.A. Yarovenko¹, P.S. Chernikov¹

¹ Odessa National Maritime University,
 34, Mechnikova Str., Odessa, 65007, Ukraine.

A calculation method of transient modes of electric ships' propelling electric plants.

The purpose of the work is to develop the method for calculating the transient modes of electric ships' propelling electric plants during maneuver. This will allow us to evaluate and improve the maneuverability of vessels with electric motion. **Methodology.** The solution to the problems is proposed to be carried out on the basis of mathematical modeling of maneuvering modes. The duration of transient modes in an electric power plant at electric ships' maneuvers is commensurable with the transient operation modes of the vessel itself. Therefore, the analysis of the electric power plants' maneuvering modes should be made in unity with all the components of the ship's propulsion complex. **Results.** A specified mathematical model of transient regimes of electric ship's propulsion complex, including thermal motors, synchronous generators, electric power converters, propulsion motors, propellers, rudder, ship's hull is developed. The model is universal. It covers the vast majority of modern and promising electric ships with a traditional type of propulsors. It allows calculating the current values of the basic mode indicators and assessing the quality indicators of maneuvering. The model is made in relative units. Dimensionless parameters of the complex are obtained. These parameters influence the main indicators of the quality of maneuvering. The adequacy of the suggested specified mathematical model and the developed computation method based on it were confirmed. To do this, the results of mathematical modeling for a real electric ship were compared with the data obtained in the course of field experiments conducted by other researchers. **Originality.** The mathematical description of a generator unit, as an integral part of an indivisible ship's propulsion complex, makes it possible to calculate the dynamic operation modes of electric power sources during electric vessels' maneuvering. There is an opportunity to design the electric ships' propulsion power plant according to the final result – according to the indicators characterizing the vessel and its maneuvering properties. The use of a system of dimensionless units provides a generality to the results obtained. Electric ships with equal values of dimensionless parameters will have correspondingly the same values (in relative units) of maneuvering quality indicators. **Practical value.** The developed mathematical model and the research method constructed on its basis allow calculating the current values of the basic regime parameters of all the components of the ship's propulsion complex. A mathematical apparatus for estimating the main indicators of the quality of electric ships' maneuvering is proposed. There is an opportunity to improve the electric ships' maneuvering characteristics by optimizing the operation of propulsion motors. References 21, tables 2, figures 3.

Key words: electric ship's propelling electric plant, mathematical model of transient modes, calculation method.

В.М. Михайлов, К.В. Чунихин

ТЕСТИРОВАНИЕ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКОВ МАГНИТОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ В НАМАГНИЧИВАЕМОЙ СРЕДЕ

Виконано перевірку правильності інтегрального рівняння другого роду для розрахунку розподілу джерел плоскомеридіанного магнетостатичного поля на межах поділу кусково-однорідного магнетованого середовища і його чисельного розв'язку. Для цього використано електростатичну аналогію і аналітичний розв'язок задачі про вплив однорідного електростатичного поля на сферичну діелектричну оболонку в кусково-однорідному діелектричному середовищі. Підтверджено правильність інтегрального рівняння і його чисельного розв'язку за допомогою апроксимуючої системи алгебраїчних рівнянь. Зроблено аналіз впливу магнетних проникностей однорідних областей середовища на розподіл фіктивних магнетних зарядів на поверхнях та напруженість магнетного поля всередині сферичної оболонки. Бібл. 12, табл. 2, рис. 3.

Ключові слова: плоскомеридіанне магнетостатичне поле, кусково-однорідне магнетоване середовище, інтегральне рівняння, електростатична аналогія, фіктивний магнетний заряд.

Выполнена проверка правильности интегрального уравнения второго рода для расчета распределения источников плоскомеридианного магнитостатического поля на границах раздела кусочно-однородной намагничиваемой среды и его численного решения. Для этого использованы электростатическая аналогия и аналитическое решение задачи о воздействии однородного электростатического поля на сферическую диэлектрическую оболочку в кусочно-однородной диэлектрической среде. Подтверждена правильность интегрального уравнения и его численного решения при помощи аппроксимирующей системы алгебраических уравнений. Сделан анализ влияния магнитных проницаемостей однородных областей среды на распределение фиктивных магнитных зарядов на поверхностях и напряженность магнитного поля внутри сферической оболочки. Библ. 12, табл. 2, рис. 3.

Ключевые слова: плоскомеридианное магнитостатическое поле, кусочно-однородная намагничиваемая среда, интегральное уравнение, электростатическая аналогия, фиктивный магнитный заряд.

Введение. Для расчета магнитостатических полей в неоднородных намагничиваемых средах эффективно применение интегральных уравнений второго рода относительно плотности фиктивных магнитных зарядов в объеме и на поверхностях раздела участков среды [1-3]. Интегральные уравнения аппроксимируют на пространственной сетке системами алгебраических уравнений высокого порядка, которые решают на вычислительных машинах. Как при составлении интегральных уравнений, так и при их аппроксимации могут быть допущены ошибки, связанные, например, с несогласованностью направлений векторов, интегрированием на элементарном участке расчетной области с особой точкой ядра интегрального уравнения.

Актуальность данной работы обусловлена необходимостью проверки правильности используемых алгоритмов и трудоемких вычислительных процедур при помощи задач, имеющих аналитические (точные) решения – тестирования. Число таких решений в магнитостатике относительно невелико. В известных работах не в полной мере используют точные решения задач расчета аналогичных физических полей, отдавая предпочтение более точным, по мнению авторов, численным методам.

Целью данной работы является использование электростатической аналогии для тестирования алгоритма численного решения интегрального уравнения относительно поверхностной плотности фиктивных магнитных зарядов на границах раздела однородных областей кусочно-однородной намагничиваемой среды в случае плоскомеридианного магнитостатического поля.

Основные уравнения и формулы. Пусть требуется тестировать алгоритм решения задачи для кусочно-однородной среды, состоящей из трех однородных областей с различными постоянными абсолютными магнитными проницаемостями μ_k ($k = \overline{1,3}$). Оболочка произвольного меридианного сечения (область 2) разделяет неограниченную окружающую среду на области 1 и 3 – соответственно снаружи и внутри оболочки (рис. 1). В частном случае область 3 отсутствует, т.е. имеется осесимметричное тело в неограниченной среде, например, сердечник электромагнита. Используя электростатическую аналогию рассматриваемой задачи [1, 4-6], представляем скалярный потенциал φ_m магнитостатического поля, обусловленного магнитными свойствами среды, в таком виде [3, 7, 8]:

$$\varphi_m(Q) = \frac{1}{\pi\mu_0} \int_l \frac{\sigma_m(M)r_M K(k)}{\sqrt{(z_Q - z_M)^2 + (r_Q + r_M)^2}} dl_M, \quad (1)$$

где $Q, M \in l$ – точка наблюдения и точка с текущими координатами; μ_0 – магнитная постоянная; $\sigma_m(M)$ – поверхностная плотность фиктивных магнитных зарядов; l, dl_M – суммарный контур меридианного сечения оболочки и его элемент с центром в точке M ; $l = l_1 + l_2$, $l_{1,2}$ – внешняя и внутренняя части суммарного контура; $K(k)$ – полный эллиптический интеграл 1-го рода модуля k [9];

$$k = 2 \sqrt{\frac{r_Q r_M}{(z_Q - z_M)^2 + (r_Q + r_M)^2}};$$

r_Q, r_M и z_Q, z_M – радиальные и осевые цилиндрические координаты точек Q и M .

© В.М. Михайлов, К.В. Чунихин

Напряженности магнитного поля, обусловленного магнитными свойствами среды, и результирующего магнитного поля равны [1]

$$\vec{H}_m = -\text{grad } \varphi_m \quad (2)$$

и

$$\vec{H} = \vec{H}_0 + \vec{H}_m, \quad (3)$$

где \vec{H}_0 - напряженность внешнего магнитного поля

Следуя идее метода [1], заметим, что для выполнения расчетов по формулам (1) - (3) необходимо найти неизвестную функцию $\sigma_m(Q)$, $Q \in l$ путем решения интегрального уравнения

$$\sigma_m(Q) - \frac{\lambda_k}{\pi} \int_l \sigma_m(M) S(Q, M) dl_M = 2\mu_0 \lambda_k H_{0n}(Q), \quad (4)$$

где

$$S(Q, M) = \frac{k}{2\sqrt{r_Q^3}} \left\{ \sqrt{r_M} \left[K(k) + \frac{1}{k'^2} \times \right. \right. \\ \times \left. \left(\frac{r_M + r_Q}{2r_M} k^2 - 1 \right) E(k) \right] \cos(\vec{1}_r, \vec{n}_Q) + \\ \left. + \frac{z_Q - z_M}{2\sqrt{r_M}} \left(\frac{k}{k'} \right)^2 E(k) \cos(\vec{1}_z, \vec{n}_Q) \right\}; \quad (5)$$

$\vec{1}_r$, $\vec{1}_z$ - орты цилиндрических координат r и z ; \vec{n}_Q - единичная нормаль к контуру l в точке $Q \in l$; $E(k)$, k' - полный эллиптический интеграл второго рода модуля k и дополнительный модуль полных эллиптических интегралов [9]; $k' = \sqrt{1 - k^2}$;

$$\lambda_k = \frac{\mu_{k+1} - \mu_k}{\mu_{k+1} + \mu_k}, \quad k = 1, 2;$$

$H_{0n}(Q)$ - нормальная проекция \vec{H}_0 .

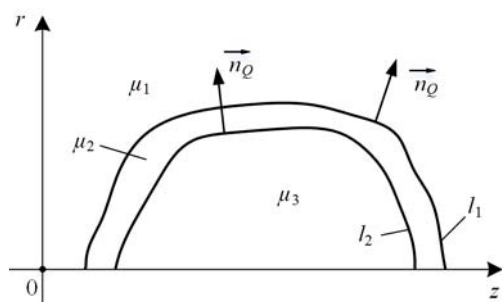


Рис. 1. Осесимметричная оболочка в кусочно-однородной намагничиваемой среде

Частный случай рассматриваемой задачи. Для тестирования рассмотрим частный случай описанной выше задачи - воздействие внешнего постоянного однородного магнитного поля, направленного вдоль осевой координаты z , на сферическую оболочку в кусочно-однородной намагничиваемой среде (рис. 2). Меридианное сечение этой оболочки симметрично относительно оси r , поэтому для точек M и M' с такой симметрией $\sigma_m(M') = -\sigma_m(M)$ и область определения $\sigma_m(M)$ уменьшается вдвое. Интегральное уравнение (4) для этого случая преобразуем к такому виду:

$$\sigma_m(Q) - \frac{\lambda_k}{\pi} \int_l \sigma_m(M) [S(Q, M) - S(Q, M')] dl_M = \\ = 2\mu_0 \lambda_k H_0 \sin \theta, \quad (6)$$

где θ - сферическая угловая координата (рис. 2).

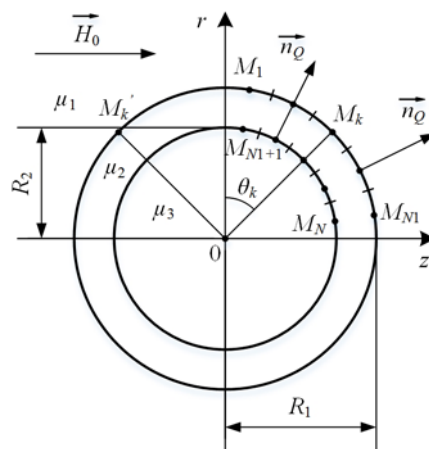


Рис. 2. Сферическая оболочка в кусочно-однородной намагничиваемой среде

Суммарный контур интегрирования l в уравнении (6) состоит из двух симметричных относительно оси r половин l_1 и l_2 , находящихся в области $z \geq 0$. Функции $S(Q, M)$ и $S(Q, M')$, входящие в ядро этого уравнения, определяем по формуле (5), приняв в ней $\cos(\vec{1}_r, \vec{n}_Q) = \cos \theta$, $\cos(\vec{1}_z, \vec{n}_Q) = \sin \theta$, $z_{M'} = -z_M$, $r_{M'} = r_M$. Кроме того, нужно учесть изменение z - координат симметричных точек M' при вычислении модуля k . После решения уравнения (6) напряженность однородного магнитного поля в произвольной точке Q внутри оболочки (область 3) находим при помощи формулы, которая следует из (1) - (3):

$$H_i(Q) = H_0 + \frac{1}{8\pi\mu_0} \int_l \sigma_m(M) \times \\ \times \frac{1}{r_Q \sqrt{r_Q r_M}} (S_1 - S_1') dl_M, \quad (7)$$

где

$$S_1 = (z_Q - z_M) \frac{k^3}{k'^2} E(k). \quad (8)$$

Функцию S_1' в подынтегральном выражении второго слагаемого (7) определяем по формуле (8), заменив в ней, а также в формуле для определения k координату z_M на $z_{M'}$.

При формировании функций $S(Q, M)$ и $S(Q, M')$, входящих в ядра уравнений (4), (6), были использованы формулы для расчета проекций \vec{E} плоскомеридианного электростатического поля из работ [3, 8]. Контур l был разбит на N элементарных участков с узловыми точками M_k в их центре, которые образуют пространственную сетку, причем $k = 1, N_1$ при $M_k \in l_1$ и $k = \overline{N_1 + 1, N}$ при $M_k \in l_2$ (рис. 2). Уравнение (6) было преобразовано в систему алгебраических уравнений на сетке при помощи квадратурной формулы прямо-

угольников. Диагональные элементы матрицы $N \times N$ этой системы уравнений, соответствующие элементарным участкам контура с особой точкой ядра уравнения (6), определяли по методике, описанной в работе [10]. Система алгебраических уравнений была решена прямым методом, основанным на обращении матрицы левых частей и последующем умножении обращенной матрицы на вектор-столбец правых частей.

Аналитическое решение аналогичной электростатической задачи о воздействии внешнего однородного электрического поля на диэлектрическую сферическую оболочку известно [11]. Используя это решение, получаем формулы для расчета распределения поверхностной плотности фиктивных магнитных зарядов на граничных поверхностях, а также напряженности однородного магнитного поля H_i внутри намагничиваемой оболочки:

$$\sigma_m(R_1, \theta) = \mu_0 \left(\frac{2}{R_1^3} (B_1 - B_2) + H_0 + A_2 \right) \sin \theta; \quad (9)$$

$$\sigma_m(R_2, \theta) = \mu_0 \left(\frac{2B_2}{R_2^3} + H_i - A_2 \right) \sin \theta; \quad (10)$$

$$H_i = -9H_0 \left/ \left[c_{\mu 1} \left(\frac{\mu_2}{\mu_1} + 2 \right) - 2c_{\mu 2} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^3 \left(\frac{\mu_2}{\mu_1} - 1 \right) \right] \right., \quad (11)$$

где R_1, R_2 – радиусы граничных поверхностей (рис. 2);

$$B_1 = R_1^3 \left[H_0 + A_2 \left(1 + c_{\mu} \left(\frac{R_2}{R_1} \right)^3 \right) \right]; B_2 = c_{\mu} R_2^3 A_2;$$

$$c_{\mu 1} = \mu_3 / \mu_2 + 2; c_{\mu 2} = 1 - \mu_3 / \mu_2; c_{\mu} = c_{\mu 2} / c_{\mu 1};$$

$$A_2 = H_i c_{\mu 1} / 3.$$

Значения σ_m и H_i , полученные при помощи численного решения интегрального уравнения (6) и расчетов по формуле (7), будем называть приближенными, а при помощи (9) – (11) – точными.

В табл. 1 и 2 приведены значения соответственно $\sigma_m^* = \sigma_m / (\mu_0 H_0)$ и $H_i^* = H_i / H_0$, а на рис. 3 показаны кривые изменения σ_m^* от $\theta [0, \pi/2]$ на граничных поверхностях оболочки при $\mu_1 = \mu_0, R_2/R_1 = 0,95$ и вариации $\mu_{2,3}$. Данные в столбцах 1 являются приближенными, а в столбцах 2 – точными. Для данных, приведенных в числителях столбцов 1 табл. 1, было принято $N = 80$, в знаменателях – 2160. Кривые на рис. 3 построены по результатам численного решения уравнения (6) при $N = 2160$

Из табл. 1 и 2 следует, что в широких диапазонах изменения магнитных проницаемостей μ_2 и μ_3 при измельчении шага пространственной сетки абсолютные расхождения точных и приближенных значений σ_m^* и H_i^* имеют порядок 10^{-3} . При этом относительные расхождения изменяются от 0,1 % до нескольких процентов за исключением случаев очень малых значений рассчитываемой величины.

Таблица 1

Значения поверхностной плотности фиктивных магнитных зарядов σ_m^* на поверхностях сферической оболочки

Поверхность оболочки	θ_k , рад	$\mu_2 = 50\mu_0, \lambda_1 = 0,961$						$\mu_3 = \mu_0$					
		$\mu_3 = 10\mu_0$ $\lambda_2 = -0,667$		$\mu_3 = 100\mu_0$ $\lambda_2 = 0,333$		$\mu_3 = 1000\mu_0$ $\lambda_2 = 0,905$		$\mu_2 = 50\mu_0$ $\lambda_1 = 0,961$ $\lambda_2 = -0,961$		$\mu_2 = 500\mu_0$ $\lambda_1 = 0,996$ $\lambda_2 = -0,996$		$\mu_2 = 2000\mu_0$ $\lambda_1 = 0,999$ $\lambda_2 = -0,999$	
		1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
Внешняя	0,2945	0,7312	0,7490	0,8288	0,8350	0,8457	0,8498	0,6067	0,6383	0,7823	0,8362	0,8048	0,8617
		0,7483		0,8348		0,8497		0,6370		0,8339		0,8594	
	0,6086	1,4404	1,4753	1,6326	1,6447	1,6658	1,6739	1,1951	1,2573	1,5412	1,6470	1,5855	1,6974
		1,4739		1,6443		1,6736		1,2548		1,6426		1,6928	
	0,9228	2,0087	2,0572	2,2765	2,2935	2,3229	2,3342	1,6668	1,7532	2,1499	2,2967	2,2117	2,3670
		2,0553		2,2929		2,3338		1,7497		2,2906		2,3605	
1,2369	2,3812	2,4378	2,6977	2,7178	2,7525	2,7660	1,9765	2,0776	2,5502	2,7216	2,6236	2,8049	
	2,4355		2,7171		2,7656		2,0735		2,7144		2,7972		
1,5510	2,5335	2,5798	2,8539	2,8762	2,9033	2,9272	2,1023	2,1986	2,7249	2,8802	2,8047	2,9683	
	2,5774		2,8754		2,9267		2,1943		2,8725		2,9602		
Внутренняя	0,2945	-0,0507	-0,0443	0,0103	0,0089	0,0208	0,0181	-0,1286	-0,1128	-0,0441	-0,0173	-0,0329	-0,0045
		-0,0446		0,0090		0,0182		-0,1134		-0,0184		-0,0057	
	0,6086	-0,0999	-0,0872	0,0203	0,0176	0,0410	0,0357	-0,2533	-0,2222	-0,0868	-0,0340	-0,0647	-0,0089
		-0,0878		0,0177		0,0359		-0,2234		-0,0362		-0,0112	
	0,9228	-0,1393	-0,1217	0,0282	0,0246	0,0572	0,0497	-0,3530	-0,3098	-0,1206	-0,0474	-0,0898	-0,0124
		-0,1224		0,0247		0,0501		-0,3116		-0,0505		-0,0156	
	1,2369	-0,1646	-0,1442	0,0334	0,0291	0,0678	0,0590	-0,4174	-0,3671	-0,1410	-0,0562	-0,1044	-0,0147
		-0,1450		0,0293		0,0593		-0,3692		-0,0598		-0,0185	
	1,5510	-0,1319	-0,1526	0,0139	0,0308	0,0150	0,0624	-0,3902	-0,3885	-0,0764	-0,0595	-0,0349	-0,0155
		-0,1534		0,0310		0,0627		-0,3906		-0,0632		-0,0195	

Таблица 2
Значения напряженности магнитного поля H_i^* ,
проникшего внутрь сферической оболочки

N	$\mu_2 = 50\mu_0, \lambda_1 = 0,961$				$\mu_3 = \mu_0$			
	$\mu_3 = 10\mu_0, \lambda_2 = -0,667$		$\mu_3 = 100\mu_0, \lambda_2 = 0,333$		$\mu_2 = 50\mu_0, \lambda_1 = 0,961, \lambda_2 = -0,961$		$\mu_2 = 500\mu_0, \lambda_1 = 0,996, \lambda_2 = -0,996$	
	1	2	1	2	1	2	1	2
80	0,2179	0,1908	0,0363	0,0308	0,4502	0,3965	0,1507	0,0596
240	0,2006		0,0325		0,4159		0,0935	
720	0,1941		0,0314		0,4031		0,0711	
2160	0,1919		0,0310		0,3987		0,0634	

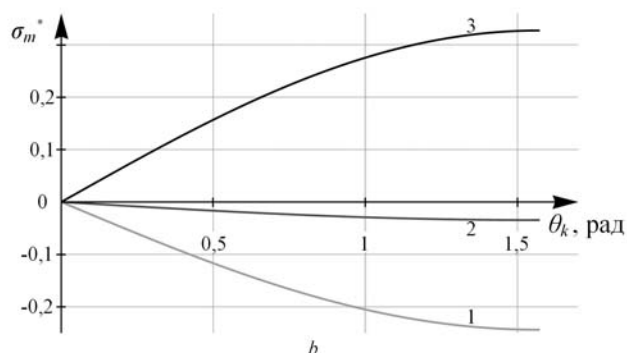
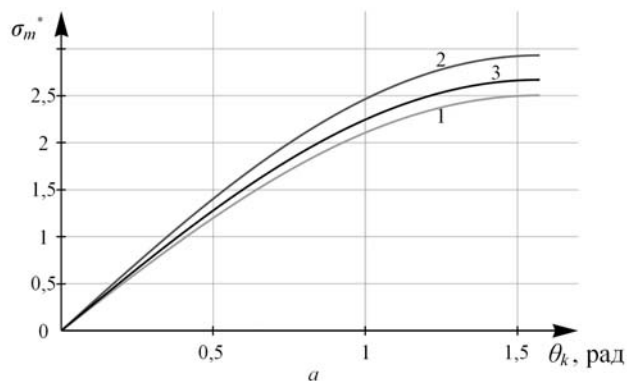


Рис. 3. Распределения σ_m^* на внешней (а) и внутренней (б) поверхностях сферической оболочки: для кривой 1 $\mu_2 = 100\mu_0, \mu_3 = \mu_0$, 2 – $\mu_2 = 1000\mu_0, \mu_3 = \mu_0$, 3 – $\mu_2 = 10\mu_0, \mu_3 = 5000\mu_0$

Повышение точности численного решения может быть достигнуто также применением более точных квадратурных формул. Из табл. 1 и рис. 3 следует, что численные решения являются устойчивыми при значениях параметра λ_k , близких к ± 1 . Таким образом, при помощи аналитического решения аналогичной электростатической задачи подтверждена правильность составления исходного интегрального уравнения (4) и алгоритма его численного решения. Заметим, что известны аналитические решения задач о воздействии внешнего однородного электростатического поля на многослойные диэлектрические сферические оболочки [12], которые могут быть использованы для тестирования алгоритма решения интегрального уравнения в случае многослойных осесимметричных намагничиваемых оболочек.

Особенности изменения σ_m^* и H_i^* при вариации μ_k в случае сферической оболочки. Значения σ_m^* на расчетной части контура внешней поверхности

сферической оболочки ($z > 0$) положительны при всех μ_k и незначительно изменяются при больших μ_2 . На расчетной части контура внутренней поверхности оболочки при $\mu_3 < \mu_2$ ($\lambda_2 < 0$) значения σ_m^* отрицательны, а при $\mu_3 > \mu_2$ ($\lambda_2 > 0$) положительны (табл. 1). Естественно, что на симметричной относительно оси r части контура, знаки σ_m^* противоположны.

При больших $\mu_2 \geq 100\mu_0$ оболочка экранирует область 3, следствием чего являются малые значения H_i^* и σ_m^* . Увеличение μ_3 приводит к дополнительному уменьшению H_i^* (табл. 2).

Описанные особенности изменения σ_m^* и H_i^* могут быть полезны и при анализе магнитостатического поля в случае осесимметричных оболочек и сплошных тел другой формы.

Выводы.

1. Тестирование правильности интегральных уравнений для расчета распределения фиктивных магнитных зарядов на осесимметричных границах кусочно-однородной намагничиваемой среды и алгоритмов их численных решений может быть выполнено при помощи аналитических решений задач анализа воздействия однородного электростатического поля на кусочно-однородную диэлектрическую среду с центральной симметрией границ – однослойные и многослойные сферические оболочки.

2. В случае сферической оболочки в широком диапазоне значений параметра λ_k , в том числе близких к ± 1 , численное решение интегрального уравнения является устойчивым, а при измельчении шага сетки относительная погрешность расчета поверхностной плотности фиктивных магнитных зарядов и напряженности магнитного поля внутри оболочки составляет от десятых долей процента до нескольких процентов за исключением случаев очень малых значений этих величин.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гринберг Г.А. Избранные вопросы математической теории электрических и магнитных явлений. – М. – Л.: Изд. АН СССР, 1948. – 730 с.
2. Тозони О.В., Маергойз И.Д. Расчет трехмерных электромагнитных полей. – К.: «Техника», 1974. – 352 с.
3. Михайлов В.М. Расчет электрических и магнитных полей с помощью интегральных и интегродифференциальных уравнений. – К.: УМК ВО, 1988. – 60 с.
4. Поливанов К.М. Теоретические основы электротехники, ч. 3. Теория электромагнитного поля. – М.: «Энергия», 1969. – 352 с.
5. Шимони К. Теоретическая электротехника. – М.: Мир, 1964. – 775 с.
6. Михайлов В.М., Чунихин К.В. Об электростатической аналогии магнитостатического поля в неоднородной намагничиваемой среде // Электротехника і електроμηχανика. – 2017. – №5. – С. 38-40. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.05.
7. Колечицкий Е.С. Расчет электрических полей устройств высокого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 168 с.
8. Jungerman J.A. Fourth-order uniform electric field form two charged rings // Review of Scientific Instruments. – 1984. – vol.55. – no.9. – pp. 1479-1482. doi: 10.1063/1.1137962.
9. Янке Е., Эмде Ф., Леш Ф. Специальные функции. – М.: Наука, 1977. – 344 с.
10. Бондина Н.Н., Волчков Ю.И., Коновалов О.Я. и др. Моделирование электромагнитных полей. Лабораторный

практикум: Учеб. пособие / Под. ред. В.М. Михайлова. – Х.: НТУ «ХПИ», 2007. – 168 с.

11. Бойко Н.И., Бондина Н.Н., Донец С.Е., Левченко Е.В., Михайлов В.М. Поляризация сферических оболочек и распределение электрического поля в биологической клетке // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2002. – Ч.6. – С. 13-19.

12. Бойко Н.И., Бондина Н.Н., Левченко Е.В., Михайлов В.М. Моделирование воздействия электрического поля на объекты, имеющие многослойную структуру // Электронное моделирование. – 2002. – Т.24. – №1. – С. 70-82.

REFERENCES

1. Grinberg G.A. *Izbrannye voprosy matematicheskoi teorii elektricheskikh i magnitnykh yavlenii* [Selected questions of mathematical theory of electric and magnetic phenomena]. Moscow-Leningrad, Acad. of Sci. USSR Publ., 1948. 730 p. (Rus).
2. Tozoni O.V., Maergoiz I.D. *Raschet trekhmernykh elektromagnitnykh polei* [Calculation of three-dimensional electromagnetic fields]. Kiev, Tekhnika Publ., 1974. 352 p. (Rus).
3. Mikhailov V.M. *Raschet elektricheskikh i magnitnykh polei s pomoshch'iu integral'nykh i integrodifferentsial'nykh uravnenii* [Calculation of electric and magnetic fields using integral and integrodifferential equations]. Kiev, EMC HE Publ., 1988. 60 p. (Rus).
4. Polivanov K.M. *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki, ch. 3. Teoriia elektromagnitnogo polia* [Theoretical foundations of electrical engineering, Part 3. Theory of electromagnetic field]. Moscow, Energiya Publ., 1969. 352 p. (Rus).
5. Simonyi K. *Teoreticheskaya elektrotehnika* [Theoretical Electrical Engineering]. Moscow, Mir Publ., 1964. 775 p. (Rus).
6. Mikhailov V.M., Chunikhin K.V. On electrostatic analogy of magnetostatic field in inhomogeneous magnetized medium. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.5, pp. 38-40. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.05.
7. Kolechitskii E.S. *Raschet elektricheskikh polei ustroystv vysokogo napriazheniia* [Calculation of electric fields of high voltage devices]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 168 p. (Rus).
8. Jungerman J.A. Fourth-order uniform electric field form two charged rings. *Review of Scientific Instruments*, 1984, vol.55, no.9, pp. 1479-1482. doi: 10.1063/1.1137962.
9. Ianke E., Emde F., Lesh F. *Spetsial'nye funktsii* [Special functions]. Moscow, Nauka Publ., 1977. 344 p. (Rus).
10. Bondina N.N., Volchkov Iu.I., Konovalov O.Ia. *Modelirovanie elektromagnitnykh polei. Laboratornyi praktikum* [Modeling of electromagnetic fields. Laboratory practice]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2007. 168 p. (Rus).
11. Boyko N.I., Bondina N.N., Donets S.E., Levchenko E.V., Mikhailov V.M. Polarization of spherical shells and electric field distribution in biological cell. *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vypusk «Problemy suchasnoi elektrotehniki»*, 2002, part 6, pp. 13-19. (Rus).
12. Boyko N.I., Bondina N.N., Levchenko E.V., Mikhailov V.M. Modeling the effect of electric field on objects having a multilayer structure. *Electronic modeling*, 2002, vol.24, no.1, pp. 70-82. (Rus).

Поступила (received) 12.10.2017

Михайлов Валерий Михайлович¹, д.т.н., проф.,
 Чунихин Константин Вадимович², аспирант,
¹Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»,
 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 2,
 тел/phone +38 057 7076052,
 e-mail: valery.m.mikhailov@gmail.com
²Государственное учреждение «Институт технических
 проблем магнетизма Национальной Академии Наук Украины»,
 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19,
 тел/phone +38 057 2992162,
 e-mail: kvchunikhin@gmail.com

V.M. Mikhailov¹, K.V. Chunikhin²

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

²State Institution «Institute of Technical Problems
 of Magnetism of the NAS of Ukraine»,
 19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine.

Testing of numerical solution of the problem of determining sources of magnetostatic field in magnetized medium.

Purpose. Testing of numerical solution algorithm for integral equation for calculation of plane meridian magnetostatic field source distribution at interfaces of piecewise homogeneous magnetized medium by means of electrostatic analogy. **Methodology.** The piecewise homogeneous medium consists of three regions with different magnetic permeabilities: the shell of arbitrary meridian section, external unlimited medium outside the shell, and the medium inside the shell. For testing external homogeneous magnetic field effect on spherical shell is considered. The analytical solution of this problem on the basis of electrostatic analogy from the solution of the problem uniform electrostatic field effect on dielectric shell is obtained. We have compared results of numerical solution of integral equation with the data obtained by means of analytical solution at the variation of magnetic permeabilities of regions of medium. **Results.** Integral equation and the algorithm of its numerical solution for calculation of source field distribution at the boundaries of piecewise homogeneous medium is validated. Testing of integral equations correctness for calculation of fictitious magnetic charges distribution on axisymmetric boundaries of piecewise homogeneous magnetized medium and algorithms of their numerical solutions can be carried out by means of analytical solutions of problems of homogeneous electrostatic field effect analysis on piecewise homogeneous dielectric medium with central symmetry of boundaries – single-layer and multilayer spherical shells. In the case of spherical shell in wide range of values of the parameter λ_b , including close to ± 1 , numerical solution of integral equation is stable, and relative error in calculating of fictitious magnetic charges surface density and magnetic field intensity inside the shell is from tenths of a percent up to several percent except for the cases of very small values of these quantities. **Originality.** The use analytical solutions for problems of calculation of external electrostatic field effect on piecewise homogeneous dielectric bodies for testing integral equations of magnetostatics and algorithms for their numerical solutions. **Practical value.** The described method of testing integral equations of magnetostatics and their numerical solutions can be used for calculation of magnetic fields of spacecraft control system electromagnets. References 12, tables 2, figures 3.
Key words: plane meridian magnetostatic field, piecewise homogeneous magnetized medium, integral equation, electrostatic analogy, fictitious magnetic charge.

J. Ganji

NUMERICAL SIMULATION OF THERMAL BEHAVIOR AND OPTIMIZATION OF a-Si/a-Si/C-Si/a-Si/A-Si HIT SOLAR CELL AT HIGH TEMPERATURES

Purpose. Silicon heterostructure solar cells, particularly Heterojunction with Intrinsic Thin layer (HIT) cells, are of recommended silicon cells in recent years that are simply fabricated at low processing temperature and have high optical and temperature stability and better efficiency than homojunction solar cells. In this paper, at first a relatively accurate computational model is suggested for more precise calculation of the thermal behavior of such cells. In this model, the thermal dependency of many parameters such as mobility, thermal velocity of carriers, band gap, Urbach energy of band tails, electron affinity, relative permittivity, and effective density of states in the valence and conduction bands are considered for all semiconductor layers. The thermal behavior of HIT solar cells in the range of 25-75 °C is studied by using of this model. The effect of the thickness of different layers of HIT cell on its external parameters has been investigated in this temperature range, and finally the optimal thicknesses of HIT solar cell layers to use in wide temperature range are proposed. References 20, tables 4, figures 5.

Key words: heterojunction with intrinsic thin layer cell, high temperature, thermal behavior.

Цель. Кремниевые гетероструктурные солнечные элементы, в частности гетеропереходы с ячейками внутреннего тонкого слоя (HIT), в последнее время рекомендуются для использования в качестве кремниевых элементов, поскольку они легко изготавливаются при низкой температуре обработки и имеют высокую оптическую и температурную стабильность, а также более высокий к.п.д., чем солнечные элементы на основе гомоперехода. В настоящей работе впервые предлагается относительно точная вычислительная модель для более точного расчета теплового поведения таких ячеек. В этой модели для всех слоев полупроводника рассматривается температурная зависимость многих параметров, таких как подвижность, тепловая скорость носителей, граница зоны, энергия Урбаха хвостов зоны, средство электронов, относительная диэлектрическая проницаемость и эффективная плотность состояний в валентной зоне и в зоне проводимости. С использованием данной модели исследуется тепловое поведение HIT солнечных элементов в диапазоне 25-75 °C. В данном диапазоне температур исследовано влияние толщины различных слоев HIT ячейки на ее внешние параметры и в результате предложена оптимальная толщина слоев HIT солнечных элементов для использования в широком диапазоне температур. Библ. 20, табл. 4, рис. 5.

Ключевые слова: гетеропереходы с ячейками внутреннего тонкого слоя, высокая температура, тепловое поведение.

Introduction. The Heterojunction with Intrinsic Thin layer (HIT) solar cells are one of the most promising affordable photovoltaic systems to achieve clean energy. Low process temperature and, as a result, more economic modules [1], high open circuit voltage due to higher bandgap of amorphous silicon [2], good efficiency due to low recombination of carriers in the interface of amorphous and crystalline silicon [3], good stability and low temperature dependence [1] are of advantages of these solar cells.

Because of developments during recent years, the efficiency of HIT solar cells has been continuously increased and the efficiency of 25.6 % recorded for these cells by Panasonic company in 2014 [4]. This performance upgrades happen due to research on various subjects like the effect of Indium-Tin-Oxide (ITO) layer on the behavior of the cell [5], the impact of front contact work function [6], the effect of surface texturing of crystalline silicon (c-Si) wafer [7], the role of Fermi state of doped hydrogenated amorphous silicon (a-Si:H) layers and band offsets [8], and the effect of intrinsic layer on the cell function [9].

Dwivedi et al. (2012) optimized different structures of HIT cells through the thickness change of a-Si:H(n) and a-Si:H(i) front layers and c-Si wafer. The highest efficiency achieved in that study was 27.2 % for a cell with ITO/a-Si:H(n)/ a-Si:H(i)/c-Si(p)/a-Si:H(i)/ a-Si:H(p)/metal structure [10]. Jian et al. (2015) reached theoretic efficiency of 27.2 % using simulation of HIT solar cell with TCO/a-Si:H(n)/ a-Si:H(i)/ c-Si(p)/ a-Si:H(p)/Ag structure by varying of thickness and doping of layers [11].

While the modeling of a massive amount of performed research has been done in Standard Test

Conditions (STC) and 25 °C, a limited number of them conducted in hot weather conditions like tropical zones in which the cell temperature rises to over to 70 °C or in the concentrated modules which the cell temperature rises up to 100 °C [12]. Taguchi et al. (2008) reported an efficiency decrease with increase of temperature and reduction of efficiency drop with increasing thickness of a-Si:H(i) layer through examination of temperature dependence of external parameters of the Ag/TCO/a-Si:H(p)/a-Si:H(i)/c-Si(n)/a-Si:H(i)/a-Si:H(n)/TCO/Ag cell [13]. In 2013, Vishkasougheh et al. studied changes of external parameters of TCO/a-Si:H(n)/ μ c-Si:H(i)/c-Si(p)/a-Si:H(p) cell influenced by increase of temperature via simulation [14]. Agarwal and Doosan (2015) performed similar study and investigated the effect of the thickness of a-Si:H(i) layer on the cell's dark saturation current density [15]. Sachenko et al. (2016) studied temperature dependence of a cell with Ag/ITO/aSi:H(p)/aSi:H(i)/a-SiC/c-Si(n)/a-SiC/aSi:H(i)/aSi:H(n)/ITO/Ag structure. The research results showed increase of short circuit current, decrease of open circuit voltage, reduction of fill factor and decrease of cell efficiency in the range of 300-400 K [16]. Dramatic and abnormal increase of mobility of amorphous silicon layer with the temperature has been neglected in most solar cell simulation packages in spite of its important impact on the temperature behavior of solar cell.

The goal of the paper is to provide a relative accurate simulation of HIT solar cells, in which, almost all temperature-dependent layer parameters (the most comprehensive set of parameters in the literature) have been considered. By these simulations, the thermal

© J. Ganji

coefficient of studied HIT cells is obtained, resulting to optimize the thickness of the HIT layers to gain the least temperature dependency of efficiency.

Simulation tools and method. In the current study, the simulation core is AFORS-HET software, a tool for one-dimensional of homojunction and heterojunction solar cells that has necessary facilities to observe the effect of parallel changes of various structural and environmental parameters on the final characteristics of the solar cell [17, 18]. This software uses defect-pool model [19] to explain amorphous and microcrystalline layers which is used in various types of heterojunction cells including HIT cells, with the ability to define and edit the exponential, Gaussian, linear, and point defect shapes for each layer. Moreover, in order to increase flexibility and performance of simulation, a program was developed for defining a set of parametric structures with the capability of changing the temperature in the desired range and called GDMAT. This program can define layers with regular parametric changes, and through combination of them, it can create structures useable by AFORS-HET software, and also can prepare all outputs of AFORS-HET in the suitable form to plot.

The cell under investigation is based on a p-type silicon wafer as the absorber layer. The emitter has been constituted from a-Si:H(n) and a-Si:H(i) thin film layers, respectively. Two ITO layers have placed in the back and front of cell which act as both anti-reflection layer and

transparent electrode. Back Surface Field (BSF) has been formed from a-Si:H(n) and a-Si:H(i) layers in the back of the cell. Fig. 1 shows the structure of defined cell and its bands diagrams.

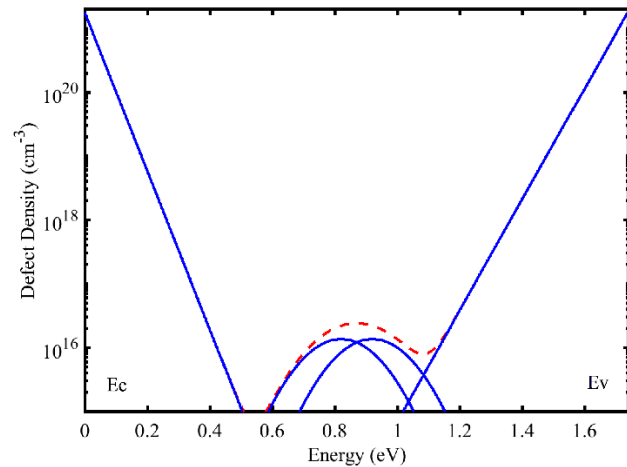


Fig. 1. The defect density diagram of a-Si:H (i) layers used in the simulation. The dashed-line curve represents the total defect density

The defect-pool model has been used to describe non-crystalline layers in which structural defects were defined with exponential band tails and Gaussian-shaped dangling bonds in the midgap. Fig. 2 shows the defect density curves of the a-Si:H (i) layer which is used in the structure.

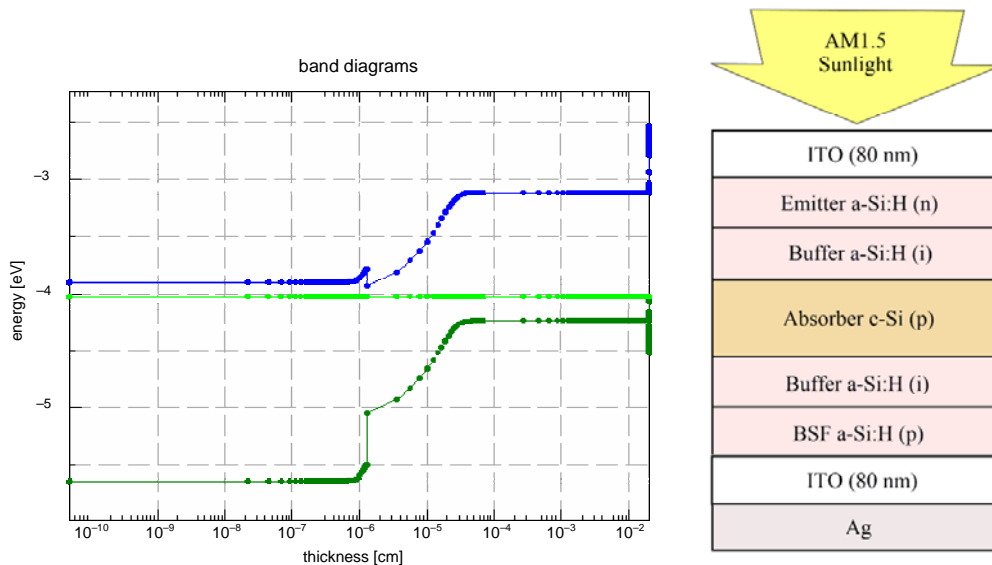


Fig. 2. The structure of simulated HIT cell (a). Band diagram of the cell at the thermal equilibrium (b)

Table 1 contains the temperature-independent parameters of semiconductor layers in the simulation. The temperature-dependent parameters have been inferred from reference [20] and summarized in Table 2. This parameter values have been briefly recorded only at end temperatures of 300 and 350 K. However, in our simulations, the temperature changing step is considered to be 5.

In the proposed model, parameters that have linear temperature dependence are interpolated with a general relation

$$y(T) = y(298) + [y(348) - y(298)] \left(\frac{T - 298}{348 - 298} \right)$$

at intermediate temperatures. Other parameters, which have exponential dependency, interpolated with relation

$$y(T) = y(298) \left[\frac{y(348)}{y(298)} \right]^{\left(\frac{T - 298}{348 - 298} \right)}$$

in which $y(298)$ and $y(348)$ are the values of considered parameters at 298 K and 348 K that shown in Table 2.

Table 1

Temperature-independent parameters of HIT layers in the current study

Parameter	Unit	a-Si(n)	a-Si(i)	a-Si(p)	c-Si(p)
Conduction Band Tail					
Electron Thermal Cross Section	cm ²	7E-16	7E-16	7E-16	
Hole Thermal Cross Section	cm ²	7E-16	7E-16	7E-16	
Total Trap Density	cm ⁻³	1.36E20	6.4E19	1.6E21	
Specific Trap Density	cm ⁻³	2E21	1.8E21	2E21	
Valence Band Tail					
Electron Thermal Cross Section	cm ²	7E-16	7E-16	7E-16	
Hole Thermal Cross Section	cm ²	7E-16	7E-16	7E-16	
Total Trap Density	cm ⁻³	1.88E20	9.4E19	2.4E20	
Specific Trap Density	cm ⁻³	2E21	1.88E21	2E21	
Dangling Band Acceptor					
Electron Thermal Cross Section	cm ²	3E-15	3E-15	3E-15	
Hole Thermal Cross Section	cm ²	3E-14	3E-14	3E-14	
Total Trap Density	cm ⁻³	6.9E19	5E15	6.89E19	
Specific Trap Density	cm ⁻³	1.3E20	1.38E16	1.3E20	
Energy of Distribution	eV	0.6	0.82	1.2	
Characteristic Energy	eV	0.21	0.144	0.21	
Dangling Band Donor					Point Defect
Electron Thermal Cross Section	cm ²	3E-14	3E-14	3E-14	1E-14
Hole Thermal Cross Section	cm ²	3E-15	3E-15	3E-15	1E-14
Total Trap Density	cm ⁻³	6.89E19	5E15	6.89E19	1E10
Specific Trap Density	cm ⁻³	1.3E20	1.38E16	1.3E20	1E10
Energy of Distribution	eV	0.7	0.92	1.1	0.56
Characteristic Energy	eV	0.21	0.144	0.21	

Table 2

Temperature-dependent parameters of HIT layers at 25 °C and 75 °C

Parameter	Unit	c-Si @348K	c-Si @298K	n,i,p a-Si:H @348K	n,i,p a-Si:H @298K	Sequence Type
Dielectric Constant	-	12.05	11.9	12.05	11.9	Linear
Electron Affinity	eV	34.17	4.05	3.83	3.9	Linear
Mobility Bandgap (E_g)	eV	1.106	1.12	1.726	1.74	Linear
Optical Bandgap ($E_{g,opt}$)	eV	1.006	1.02	1.626	1.64	Linear
Effective Conduction Band Density of States	cm ⁻³	3.57E+19	2.8E+19	1.24E+20	1E+20	Exponential
Effective Valence Band Density of States	cm ⁻³	1.39E+19	1.04E+19	1.24E+20	1E+20	Exponential
Electron Mobility	cm ² /Vs	708	1040	20	5	Exponential
Hole Mobility	cm ² /Vs	280	412	4	1	Exponential
Electron Thermal Velocity	cm/s	1.08E+07	1E+07	1.08E+07	1E+07	Exponential
Hole Thermal Velocity	cm/s	1.08E+07	1E+07	1.08E+07	1E+07	Exponential
Urbach Energy of Conduction Band Tail	meV	-	-	78,38,92	68,35,80	Linear
Urbach Energy of Valence Band Tail	meV	-	-	108,57,138	94,50,120	Linear

Simulation steps and results. A 1000 W/cm² AM1.5 light was applied to the front surface of studied HIT cell, and simulation process started using AFORS-HET. Due to the large number of parameters to be swept, GDMAT tool was employed to define various cell structures frequently and run AFORS-HET to simulate them as a batch process.

In the first step, the effect of the thickness of layers on the thermal behavior of cell was investigated through change of a-Si(n) layer thickness from 4 nm to 12 nm and observed that increase of the thickness of this layer decreases efficiency of cell, but improves its thermal coefficients (TC). With selection of the minimum value of the range, second phase of simulation was performed through change of a-Si:H(i) layer thickness from 3 nm to

9 nm that obtained same result as the previous one. Therefore, 3 nm thickness was recorded for this layer. Fig. 3 shows the fill factor (FF) and efficiency diagram of cell after this step.

In the next step, wafer thickness was swept from 100 μm to 250 μm. According to the Fig. 3, this increase leads to reduction of open circuit voltage (V_{oc}) and enhancement of short circuit current density (J_{sc}) and a peak was observed in efficiency at 200 μm. Thus, 200 μm was recorded as optimum thickness of wafer.

Decrease of V_{oc} can be considered due increase of recombination of carrier in thicker layer and increasing of J_{sc} is as a result of enhancement of photon absorption rate because of its prolonged pathway in the absorber layer. Results are shown in Fig. 4.

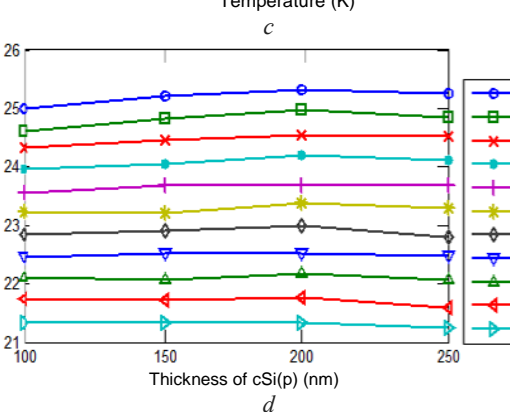
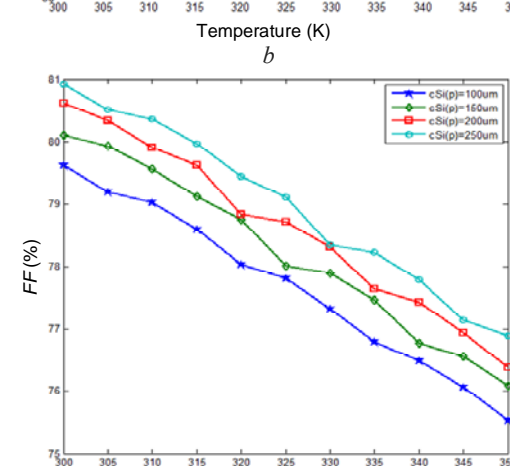
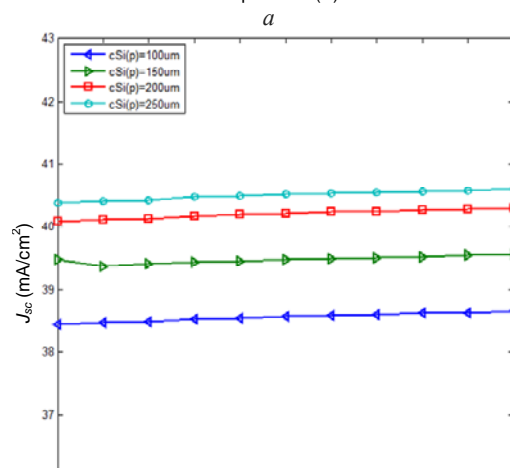
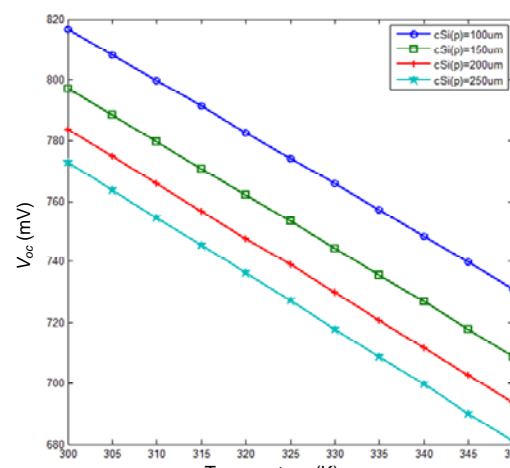
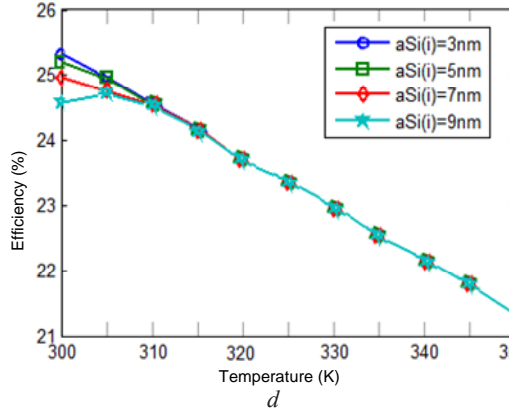
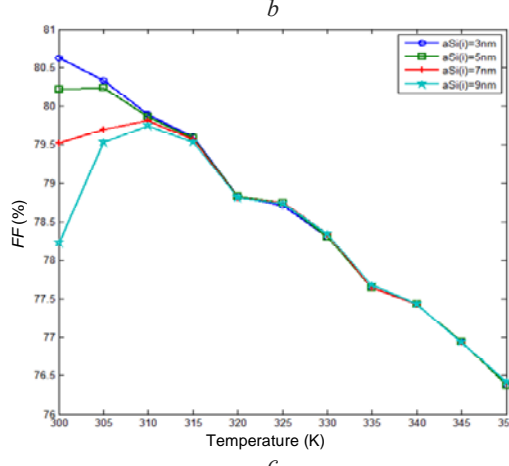
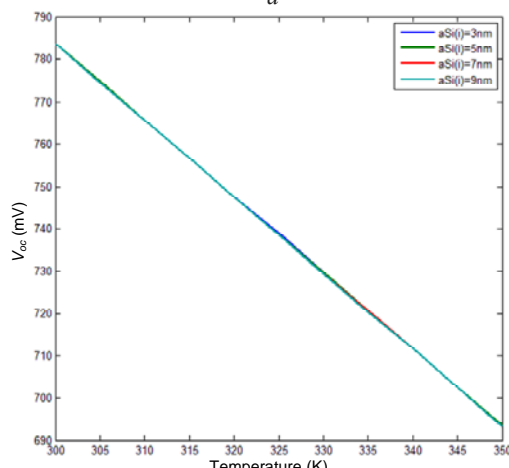
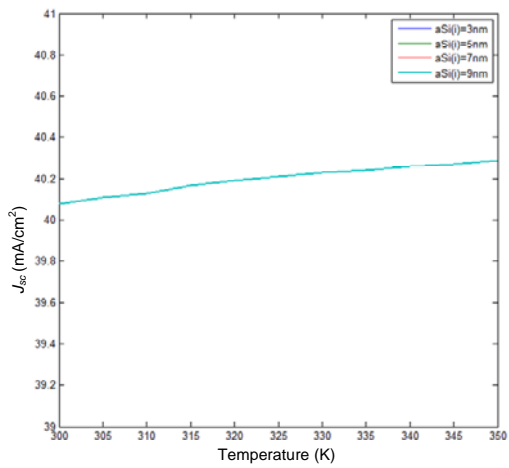


Fig. 3. The effect of front a-Si:H(i) layer thickness on the temperature dependency of external parameters of cell

Fig. 4. The effect of c-Si(p) layer thickness on the temperature dependency of V_{oc} (a), J_{sc} (b), FF (c) and efficiency (d)

In the fourth step, the thickness of a-Si(i) layer was changed from 3 nm to 9 nm. It was observed that this change has no impact on the J_{sc} and V_{oc} but decreases fill factor and consequently efficiency at temperature near to 300 K. Therefore, value of 3 nm was selected as optimal thickness.

In the fifth and final step, the thickness of a-Si(p) layer was swept from 4 nm to 12 nm but observed no significant change. Summary of all steps is given in Table

3. Furthermore, optimum thickness of layers is included in Table 4 for which open circuit voltage of 783 mV, short circuit current density of 40.08 mA/cm², fill factor of 80.6 % and efficiency of 25.4 % have been obtained. In this condition, thermal coefficient of efficiency (TC_η) and mean efficiency in the range of 25-75 °C are calculated – 0.32 %/°C and 23.38 %, respectively. Current-voltage (I-V) curve of designed cell under light at several temperatures has shown in Fig. 5.

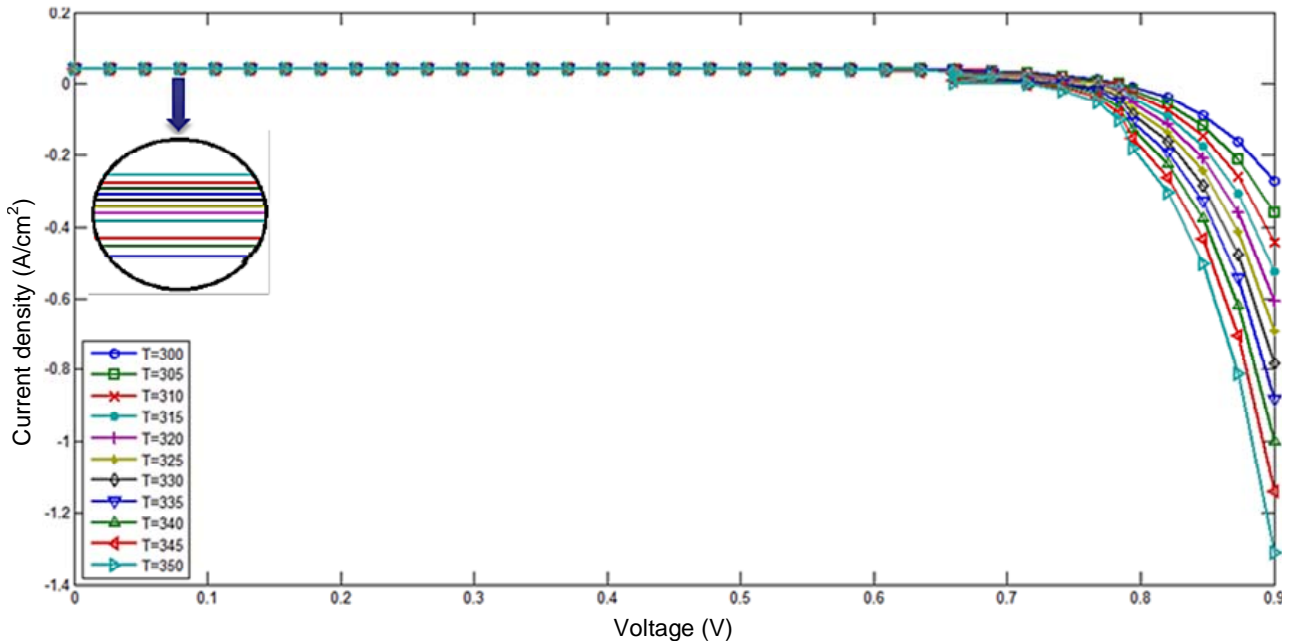


Fig. 5. The I-V Diagram of desired HIT cell in various temperatures under AM1.5 Sun light

Table 3

Summarized results of simulation steps

Order	Parameter	Initial (nm)	Variation (nm)	T (K)	V_{oc} (mV)	J_{sc} (mA/cm ²)	FF (%)	Efficiency (%)	TC _η (%/°C) Mean η (%)
1	a-Si:H (n) Thickness		4-12	298	802-760	39.1-36.8	80.1-80.2	25.1-22.4	-0.39, -0.3
				348	677-675	39.3-36.9	76-76.1	20.2-19.0	22.65, 20.7
2	Front a-Si:H (i) Thickness	3	3-9	298	803-763	39.08-38.45	80.1-75.9	25.1-22.2	-0.39, -0.23
				348	673-673	39.29-38.8	76.4-75.3	20.2-19.7	22.65, 21.85
3	c-Si (p) Thickness	150	100-250	298	817-772	38.4-40.3	79.6-81	25-25.4-25.35	-0.29, -0.32
				348	731-681	38.6-40.5	75.5-76.9	21.35-21.25	23.18, 23.3
4	Back a-Si:H(i) Thickness	3	3-9	298	783-783	40.08-40.08	80.6-78.2	25.4-24.55	-0.32, -0.26
				348	693-693	42.09-42.09	76.4-76.4	21.35-21.35	21.38, 22.95
5	BSF a-Si:H(p) Thickness	10	4-12	298	783-783	40.08-40.08	80.6-80.6	25.4-25.4	-0.32, -0.31
				348	694-694	42.09-42.09	76.4-76.4	21.35-21.35	23.38 , 23.32

Table 4

Optimized values of layers thickness'

Layer	Thickness (nm)
a-Si:H (n)	4
a-Si:H (i)	3
c-Si (p)	200
a-Si:H (i)	3
a-Si:H (p)	4

Conclusions. Considering a fairly complete collection of structural dependencies of layers on the temperature, a model was codified to describe the thermal behavior of HIT cell with ITO/a-Si(n)/a-Si(i)/c-Si(p)/a-Si(i)/a-Si(p)/ITO/Ag structure, and simulated the thermal variations of external parameters of cell by using of the model. Moreover, the effect of variation of the thickness of layers on the cell's thermal behavior was investigated.

The following results can be inferred from performed simulations:

1. In the studied cell, increase of temperature causes linear reduction of open circuit voltage, minor increase in short circuit current, less fill factor, and less efficiency.

2. Though increase of the thickness of a-Si:H(n) layer within a few nanometers slightly improves fill factor and thermal coefficient of efficiency but it causes significant decrease of open circuit voltage, short circuit current and output power. Therefore, because of the technological limitations and to avoid the occurrence of quantum effects, it can be chosen in the range of 3-4 nm.

3. Increase of the thickness of a-Si:H(i) layers, located at both sides of the wafer, within a few nanometers improves TC_η since this layer participates in the absorption process and increase in the absorption

compensates part of the short-circuit current drop at high temperature. On the other hand, this advantage is disregarded because of significant reduction of open circuit voltage, fill factor and efficiency and thus, thickness is limited to about 3-4 nm.

4. Increase of the c-Si(p) wafer thickness, enhances absorption and short circuit current and on the other hand, reduces the recombination rate and consequently open circuit voltage. These two contradictory effects make this quantity optimal in a certain number. In this research, the optimum amount of wafer thickness has been calculated to be 200 μm . Moreover, this layer as the only crystalline layer, is also the only layer that increase of its thickness doesn't improve thermal coefficient.

5. The changes in the thickness of a-Si(p) BSF layer within a few nanometers does not show a significant effect on the thermal behavior of cell.

6. Selecting the optimized thicknesses for layers, theoretical efficiency at 25 °C and mean efficiency in the range of 25-75 °C have been obtained 25.4 % and 23.38 %, respectively.

REFERENCES

1. Datta A., Chatterjee P. *Computer Modeling of Heterojunction with Intrinsic Thin Layer «HIT» Solar Cells: Sensitivity Issues and Insights Gained, in Solar Cells-Thin-Film Technologies*. InTech Publ., 2011.
2. Pascual Sánchez D. *Crystalline silicon Heterojunction solar cells*. Universitat Politècnica de Catalunya, 2015.
3. Jäger K. et al. *Solar energy fundamentals, technology and systems*. Delft University of technology, 2014. 78 p.
4. Masuko K., Shigematsu M., Hashiguchi T., Fujishima D., Kai M., Yoshimura N., Yamaguchi T., Ichihashi Y., Mishima T., Matsubara N., Yamanishi T., Takahama T., Taguchi M., Maruyama E., Okamoto S. Achievement of More Than 25% Conversion Efficiency With Crystalline Silicon Heterojunction Solar Cell. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2014, vol.4, no.6, pp. 1433-1435. doi: 10.1109/JPHOTOV.2014.2352151.
5. Zhang D., Tavakoliyarak A., Wu Y., R.A.C.M.M. van Swaaij, Zeman M. Influence of ITO deposition and post annealing on HIT solar cell structures. *Energy Procedia*, 2011, vol.8, p. 207-213. doi: 10.1016/j.egypro.2011.06.125.
6. Lee S., Tark S.J., Kim C.S., Jeong D.Y., Lee J.C., Kim W.M., Kim D. Influence of front contact work function on silicon heterojunction solar cell performance. *Current Applied Physics*, 2013, vol.13, no.5, pp. 836-840. doi: 10.1016/j.cap.2012.12.013.
7. Li G., Zhou Y., Liu F. Influence of textured c-Si surface morphology on the interfacial properties of heterojunction silicon solar cells. *Journal of Non-Crystalline Solids*, 2012, vol.358, no.17, pp. 2223-2226. doi: 10.1016/j.jnoncrysol.2011.12.106.
8. Shen L., Meng F., Liu Z. Roles of the Fermi level of doped a-Si: H and band offsets at a-Si: H/c-Si interfaces in n-type HIT solar cells. *Solar Energy*, 2013, vol.97, p. 168-175. doi: 10.1016/j.solener.2013.08.028.
9. Hayashi Y., Li D., Ogura A., Ohshita Y. Role of i-aSi:H layers in aSi:H/cSi heterojunction solar cells. *IEEE Journal of Photovoltaics*, 2013, vol.3, no.4, pp. 1149-1155. doi: 10.1109/JPHOTOV.2013.2274616.
10. Dwivedi N., Kumar S., Bisht A., Patel K., Sudhakar S. Simulation approach for optimization of device structure and thickness of HIT solar cells to achieve ~27 % efficiency. *Solar energy*, 2013. vol.88: pp. 31-41. doi: 10.1016/j.solener.2012.11.008.
11. Jian L., Shihua H., Lü H. Simulation of a high-efficiency silicon-based heterojunction solar cell. *Journal of Semiconductors*, 2015, vol.36, no.4, p. 044010. doi: 10.1088/1674-4926/36/4/044010.
12. Wanlass M.W., Coutts T.J., Ward J.S., Emery K.A., Gessert T.A., Osterwald C.R. Advanced high-efficiency concentrator tandem solar cells. *The Conference Record of the Twenty-Second IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, 1991. doi: 10.1109/PVSC.1991.169179.
13. Taguchi M., Maruyama E., Tanaka M. Temperature dependence of amorphous/crystalline silicon heterojunction solar cells. *Japanese Journal of Applied Physics*, 2008, vol.47, no.2, pp. 814-818. doi: 10.1143/JJAP.47.814.
14. Vishkasougheh M.H., Tunaboylu B. Simulation of high efficiency silicon solar cells with a hetero-junction microcrystalline intrinsic thin layer. *Energy conversion and management*, 2013, vol.72, pp. 141-146. doi: 10.1016/j.enconman.2012.10.025.
15. Agarwal M., Dusane R.O. Temperature dependent analysis of heterojunction silicon solar cells: Role of intrinsic layer thickness. *2015 IEEE 42nd Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)*, Jun. 2015. doi: 10.1109/PVSC.2015.7356058.
16. Sachenko A.V., Kryuchenko Y.V., Kostylyov V.P., Bobyl A.V., Terukov E.I., Abolmasov S.N., Abramov A.S., Andronikov D.A., Shvarts M.Z., Sokolovskiy I.O., Evstigneev M. Temperature dependence of photoconversion efficiency in silicon heterojunction solar cells: Theory vs experiment. *Journal of Applied Physics*, 2016, vol.119, no.22, p. 225702. doi: 10.1063/1.4953384.
17. Varache R., Leendertz C., Gueunier-Farret M.E., Haschke J., Muñoz D., Korte L. Investigation of selective junctions using a newly developed tunnel current model for solar cell applications. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, 2015, vol.141, pp. 14-23. doi: 10.1016/j.solmat.2015.05.014.
18. Altermatt P.P. Models for numerical device simulations of crystalline silicon solar cells - a review. *Journal of Computational Electronics*, 2011, vol.10, no.3, pp. 314-330. doi: 10.1007/s10825-011-0367-6.
19. Powell M.J., Deane S.C. Improved defect-pool model for charged defects in amorphous silicon. *Physical Review B*, 1993, vol.48, no.15, pp. 10815-10827. doi: 10.1103/physrevb.48.10815.
20. Ganji J., Kosarian A., Kaabi H. Numerical modeling of thermal behavior and structural optimization of a-Si:H solar cells at high temperatures. *Journal of Computational Electronics*, 2016, vol.15, no.4, pp. 1541-1553. doi: 10.1007/s10825-016-0913-3.

Received 23.09.2017

Jabbar Ganji, Ph.D.,
Department of Electrical Engineering, Faculty of Engineering,
Shahid Chamran University of Ahvaz, Ahvaz, Iran,
e-mail: j.ganji@mhriau.ac.ir

Y.L. Anokhin, V.O. Brzhezyskyi, Ya.O. Haran, I.M. Masliuchenko, O.P. Protsenko, Ye.O. Trotsenko

APPLICATION OF HIGH VOLTAGE DIVIDERS FOR POWER QUALITY INDICES MEASUREMENT

Introduction. Determination of power quality indices in high-voltage power grids allows to find the reasons for the deterioration of the power quality. The relevant national and International Standards for power quality contain relevant norms of quality indices and requirements for their accuracy measurement. Problem. The most complicated part in the process of measuring the power quality indices at high voltage is the selection of the corresponding high-voltage scale voltage converters. Therefore, comparing the requirements of IEC 61000-4-30 to high voltage scale voltage converters is an important task. Goal. Analysis of the International Standard IEC 61000-4-30 requirements feasibility for measuring the indices of power quality in high-voltage electrical networks using different types of high-voltage scale voltage converters. Methodology. Comparison of the requirements of IEC 61000-4-30 Standard to high-voltage scale voltage converters, when measuring power quality indices, with the characteristics of high voltage electromagnetic transformers used in Ukraine, and with promising developments of high-voltage converters of other types. Results. It is shown in the study that in order to fulfill some of the requirements for class A of IEC 61000-4-30, the characteristics of electromagnetic voltage transformers should be determined in the substation conditions using mobile calibration high-voltage laboratories. To meet all the requirements for Class A IEC 61000-4-30, it is recommended to use broadband high-voltage dividers of resistive-capacitive type. Originality. In study it is shown firstly that all the requirements of the IEC 61000-4-30 Standard for high-voltage scale voltage converters can be performed on the basis of the use of broadband resistive-capacitive damped voltage dividers. Practical value. Expositions of specific types of resistive-capacitive high-voltage dividers are presented, their parameters are confirmed by the results of state metrological certification. References 17, figures 11. Key words: power quality indices, high voltage, electromagnetic transformers, voltage dividers.

Цель. Анализ выполнимости требований международного стандарта IEC 61000-4-30 при измерениях показателей качества электроэнергии в высоковольтных электрических сетях с использованием различных типов высоковольтных масштабных преобразователей напряжения. Методика. Сравнение требований стандарта IEC 61000-4-30 к высоковольтным масштабным преобразователям напряжения, при измерении показателей качества электроэнергии, с характеристиками электромагнитных трансформаторов высокого напряжения, применяемых в Украине, и с перспективными разработками масштабных преобразователей высокого напряжения других типов. Результаты. Показано, что для выполнения части требований по классу А IEC 61000-4-30 характеристики электромагнитных трансформаторов напряжения должны быть определены в условиях подстанции с помощью мобильных поверочных высоковольтных лабораторий. Для выполнения всех требований по классу А IEC 61000-4-30 рекомендуется использование высоковольтных широкополосных делителей напряжения емкостно-омического типа. Научная новизна. Впервые показано, что все требования стандарта IEC 61000-4-30 к высоковольтным масштабным преобразователям напряжения могут быть выполнены на основе использования широкополосных емкостно-омических демпфированных делителей напряжения. Практическая значимость. Представлены экспозиции конкретных типов емкостно-омических делителей высокого напряжения, их параметры, подтвержденные результатами государственной метрологической аттестации. Библ. 17, рис. 11.

Ключевые слова: показатели качества электроэнергии, высокое напряжение, электромагнитные трансформаторы, делители напряжения.

Introduction. The transition to free market economy in the electric power industry of Ukraine in accordance with the recently adopted the Electricity Market Law, as well as the prospect of joining the Ukrainian energy system to the European Union energy system, posed a serious problem of increasing the domestic power quality (PQ) level to the requirements of European Standards. At the same time, this problem is technically divided into two parts: first, it is necessary to create means for measuring power quality indices and perform their metrological certification, and then, using these tools, to improve the power quality at specific power facilities. To reduce the loss of time, it is advisable to perform both tasks in parallel.

It should be noted that, in fact, the power quality at a particular site (at a certain point of connection) is determined only by the voltage characteristics [1], but in order to detect sources of deterioration in the power quality, it is also necessary to have information on the characteristics of the current consumed by the loads connected to this point [2].

In accordance with [1], the power quality indices are normalized for low-voltage networks (for example, 220/380 V), as well as for voltage classes of 6-20 kV; 35 kV; 110-330 kV and separately 500-750 kV.

In accordance with [3], the power quality indices (PQI) are normalized for voltages up to 150 kV, inclusive, while according to [4] - up to 220 kV. For higher voltage classes, the power quality indices are determined based on the contractual relationship between the supplier and the consumer of electricity.

For low-voltage electrical networks in a number of countries (Israel, Germany, Japan and others), firms produce certified (by the international organizations) means of measuring the power quality indices (MM PQI) adapted to certain power quality standards, with a range of input nominal voltages, for example 100/ $\sqrt{3}$ V, 100 V, 110 V, 220 V, 230 V, and so on. [5]. For high-voltage electrical networks, these devices are connected to the outputs of high-voltage measuring transducers [2], among which the most requested are high-voltage measuring electromagnetic voltage transformers and voltage dividers

(current converters intended for the purposes of power quality measurements are not reviewed in this paper).

The feature of the Standards, regulating methods and means of measuring power quality indices [2, 6] is that they establish general requirements for such facilities, and the one who conducts the measurement of power quality indices should select the type of MM PQI. In the existing high-voltage electrical networks, the measurement of PQI is carried out using high-voltage transformers involved in substation circuits (of НОМ, ЗНОМ, НАМИ, НКФ, НОГ types) that do not meet all requirements for large-scale voltage converters for measuring power quality [2, 6]. As a result, they get knowingly «improved» power quality indices that are not true. Unfortunately, this problem has not been systematically studied in the domestic literature.

In foreign publications attention is paid to the problem of measuring power quality in high-voltage systems. For example, in [7] it is noted that if earlier the main problem was power supply interruptions, nowadays the main thing is the quality of electric power, the registration of the power quality indices, while the use of voltage dividers is the preferred one in the role of high-voltage converters.

The paper [8] describes the circuit and design of the divider for a 400 kV network, which, although called a «resistive» voltage divider, is in fact is a resistive-capacitive voltage divider with parallel connection of R , C - elements. Its purpose is to measure harmonics in a 400 kV network. The height of the divider is 3.78 m, the maximum diameter of anti-corona ring is 2.0 m.

The work [9] compares the results of measurements of voltage harmonics in a 400 kV network using a divider and voltage transformers. As a result of the measurement it is shown that the total ratio of higher harmonic components of voltage for the resistive divider and the electromagnetic voltage transformer practically coincide, while for the capacitive voltage transformer dramatically different results are obtained.

In [10], the development of a pulse resistive voltage divider is described for recording a lightning impulse up to 500 kV. The height of the divider is 1.84 m with maximum diameter of the anti-corona ring of 0.96 m. The resistance of the high-voltage arm of the voltage divider is 10.3 k Ω .

Low-voltage experimental studies of the frequency characteristics of a pulsed resistive voltage divider with nominal voltage of up to 1000 kV and a resistive-capacitive divider with nominal voltage of up to 200 kV have been carried out in [11]. Measurements were also made of the reaction time of the dividers by the stepped pulse method, while the first divider reaction time was 47 ns and the second one was 120 ns.

According to the results of the review of foreign publications, it can be concluded that high-voltage dividers are considered as a promising alternative to electromagnetic voltage transformers when measuring power quality in high-voltage systems. In this case, resistive-capacitive voltage dividers have similar dynamic characteristics with impulse resistive dividers.

The goal of the paper. On the basis of the analysis of the requirements for means of measuring the power

quality parameters [2, 6], to justify the necessity of using voltage dividers in high-voltage systems for measuring these indices, and also to generalize the results of studies of high-voltage broadband voltage dividers made at the Department of High Voltage Engineering and Electrophysics of the National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute» (HVEE of NTUU «KPI»). At the same time, high voltages will be understood as voltages whose nominal values are 110 kV, 150 kV [3] and 220 kV [4]. The requirements for the measurement parameters will be assigned to class A, since it is a question of the correspondence of the real power quality to the requirements of International Standards [2, 3, 6].

Below we will analyze only those indices that affect the use of high-voltage measuring transducers in determining the power quality in high-voltage networks.

The root-mean-square value of the voltage in accordance with 5.2.1 [2] must take into account the harmonics, interharmonics, telecontrol signals existing in the electrical network. Its measurement uncertainty in accordance with 5.2.2 [2] should not exceed ± 0.1 % of the voltage U_{din} (declared input voltage) in the range of 10-150 % of U_{din} , with the range of disturbances according to Table C.1 [2] is 10-200 % of U_{din} .

Electromagnetic voltage transformers (types НКФ – 110, НКФ – 150, НКФ – 220, НОГ 110 – 220) used in most cases at electric stations and substations in accordance with the Interstate Standard [12] are capable of withstanding in the course of 1s 200 % overvoltage of frequency of 50 Hz, but the guaranteed area of their accuracy class (0.2; 0.5) corresponds only to the range of 80-120 % of the nominal voltage.

Concerning the permissible uncertainty in the measurement of ± 0.1 % U_{din} , it should be noted that the Department of HVEE of NTUU «KPI» created a mobile calibration laboratory [13] of classes 6-110 kV (Fig. 1) the use of which makes it possible to determine the tolerance of voltage transformers in substations at their actual load, and thus, taking into account the introduction of the corresponding adjustment, to reduce the uncertainty of U_{din} measurement to ± 0.03 %.



Fig. 1. A mobile calibration laboratory for classes 6-110 kV

However, taking into account the fact that «electromagnetic voltage transducers of transformer type have frequency and transient characteristics that are applicable for operation at frequencies up to 1 kHz» (cited from [2]), their use for measurements of higher harmonics and interharmonics with order $n > 20$ (and, moreover, the

telecontrol signals) are unreasonable. Thus, high voltage electromagnetic voltage transformers used in electric stations and substations do not meet the requirements for determining the rms voltage value in class A [2].

Voltage of harmonics and interharmonics. In accordance with the above definition [2], electromagnetic voltage transformers are not suitable for an adequate scale conversion of harmonics and interharmonics, with an order that exceeds 20.

The voltage asymmetry is determined by the main voltage harmonics in three-phase networks [2, 6], which are transformed with sufficient accuracy by electromagnetic voltage transformers (subject to corrections, determined using a mobile calibration laboratory [13]). Existing devices for measuring power quality indices [5], as a rule, determine the line voltages with sufficient accuracy when using the results of measuring phase voltages.

The above power quality indices are related to quasistatic modes of three-phase systems. Other indices, such as **flicker, voltage dips and rises, short-term voltage interruptions, telecontrol signals in electrical networks, voltage of transients and fast transients** refer to the dynamic modes in three-phase electrical systems whose scale voltage transformation is not provided by existing high-voltage electromagnetic voltage transformers, since the characteristic value of their time constant is 10-400 ms [14]. In this connection, it can be concluded that a full-scale measurement of power quality indices in high-voltage systems should be carried out using high-voltage measuring dividers. Using the electromagnetic voltage transformers used in high-voltage electrical networks, it is possible to measure the asymmetry of voltages as well as voltage interruptions.

The choice of types of high-voltage dividers for the purposes of measuring the power quality indices has its own specific solution. The Standard [2] states that: «... capacitive dividers may have frequency and phase characteristics, used to operate at frequencies up to hundreds of kilohertz or higher; but in many applications a resonant circuit is added, which makes the frequency response of the capacitive divider inapplicable for measurements at any frequency other than resonant.» The latter refers to the so-called capacitive high-voltage transformers. Therefore, in the above-mentioned publication [9] it is noted that the results of measuring the total coefficient of higher harmonic components for voltage of 400 kV using a capacitive voltage transformer are unacceptable. Similar measurement results for a resistive voltage divider and an electromagnetic voltage transformer are similar [9]. This is because the harmonics with the order $n \leq 20$ are satisfactorily transformed [2, 6] by electromagnetic voltage transformers, which explains the agreement of the results of measuring the total coefficient of higher harmonic voltage components for the «resistive» divider and the electromagnetic voltage transformer [9].

At the same time, as noted above, the «resistive» voltage divider [9] is actually (according to the circuit) a resistive-capacitive voltage divider with a parallel-series connection of R, C - elements. «Resistive voltage dividers can have frequency and phase characteristics that allow

operation at frequencies up to hundreds of kilohertz. However, they can introduce other problems, for example, the capacitive nature of the load of the measuring device can affect the frequency and phase characteristics of the voltage divider» (quoted by [2, 6]). With respect to the above provisions [2, 6], it should be noted that the only correct solution for the type of high-voltage divider for PQI measurements in high-voltage systems is the combination of a resistive and capacitive divider, i.e. the use of a resistive-capacitive voltage divider, as in [9] (the authors' development on this issue will be considered below). This allows, in principle, to ensure the constant amplitude-frequency response (AFR) of the voltage divider from zero to the high-frequency region with «zero» values of the phase-frequency response of the divider in the same frequency range. This solution also makes it possible to remove the question of the effect of the capacitive load of the measuring device on the coefficient of conversion of the voltage divider.

Developments of the Department for High Voltage Engineering and Electrophysics of the NTUU «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute» in the field of research of high-voltage dividers. The task of developing a high voltage divider for the measurement of the PQI is to create a so-called wideband voltage divider whose dividing ratio would be constant (within $\pm 0.1\%$ of the nominal value) up to frequency of 10 MHz. Although resistive-capacitive dividers with a parallel-series connection of R, C - elements are principally designed for this, however, a number of complex phenomena arise in their implementation.

1. The instability of the amplitude-frequency response caused by the nonidentity of the values of the R, C -elements of the high-voltage arm of the voltage divider (VD). If we present the circuit of a high-voltage resistive-capacitive voltage divider (of a mixed type) in the form (Fig. 2), it can be shown [15] that for the amplitude-frequency response (AFR) and the phase-frequency response (PFR) of the divider, the following expressions can be obtained:

$$AFR = \frac{1}{K} A^*,$$

$$A^* = \sqrt{\frac{1 + \gamma^2}{\left(1 + \frac{K-1}{K} f\right)^2 + \gamma^2 \left(1 + \frac{K-1}{K} \delta\right)^2}}, \quad (1)$$

$$PFR = \arctg \left(\frac{(\delta - f)\gamma}{f + \frac{K}{K-1} + \gamma^2 \left(\delta + \frac{K}{K-1}\right)} \right), \quad (2)$$

where K is the nominal value of the division coefficient of the VD, at which the parameters of the low-voltage arm are determined in the form

$$r = \frac{nR_0}{K-1}, \quad c = \frac{C_0}{n}(K-1), \quad (3)$$

$$R_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n R_i, \quad C_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n C_i, \quad \gamma = \omega R_0 C_0$$

(the dimensionless angular frequency parameter), and the parameters $f = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n D_i$, $\delta = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n G_i$ take into account the functions of the nonidentity of its elements averaged over the elements of the high-voltage arm $\alpha_i = \frac{C_i - C_0}{C_0}$,

$\beta_i = \frac{R_i - R_0}{R_0}$ in the form of the following formulae

$$D_i = \frac{\gamma^2 (T_i + \gamma^2 S_i)}{(1 + \gamma^2) \cdot [1 + \gamma^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2]}, \quad (4)$$

$$G_i = \frac{\beta_i + 2\alpha_i \beta_i + \alpha_i \beta_i^2 + \gamma^2 (P_i + \gamma^2 Q_i)}{(1 + \gamma^2) \cdot [1 + \gamma^2 (1 + \beta_i)^2 (1 + \alpha_i)^2]}, \quad (5)$$

and here

$$Q_i = \alpha_i^2 (1 + \alpha_i) (1 + \beta_i)^2,$$

$$T_i = - \left(\frac{6\alpha_i \beta_i + 6\alpha_i \beta_i^2 + 2\alpha_i \beta_i^3 + \alpha_i^2 + 3\alpha_i^2 \beta_i +}{+ 3\alpha_i^2 \beta_i^2 + \alpha_i^2 \beta_i^3 + 3\beta_i^2 + \beta_i^3} \right),$$

$$S_i = 2\alpha_i \beta_i + 4\alpha_i \beta_i^2 + 2\alpha_i \beta_i^3 + 3\alpha_i^2 + 7\alpha_i^2 \beta_i + \alpha_i^2 \beta_i^3 + 5\alpha_i^2 \beta_i^2 + 2\alpha_i^3 + 4\alpha_i^3 \beta_i + 2\alpha_i^3 \beta_i^2 + \beta_i^2 + \beta_i^3$$

$$P_i = - \left(\frac{6\alpha_i \beta_i + 9\alpha_i \beta_i^2 + 4\alpha_i \beta_i^3 + 3\alpha_i^2 + 8\alpha_i^2 \beta_i +}{+ 7\alpha_i^2 \beta_i^2 + 2\alpha_i^2 \beta_i^3 + \alpha_i^3 + 2\alpha_i^3 \beta_i +}{+ \alpha_i^3 \beta_i^2 + 3\beta_i^2 + 2\beta_i^3} \right).$$

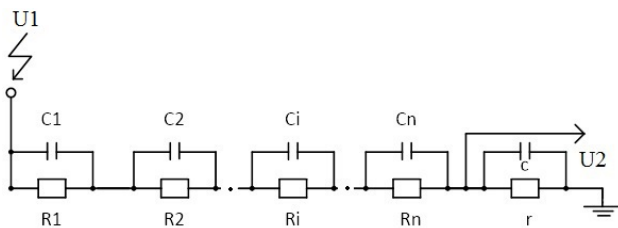


Fig. 2. The circuit of a high-voltage divider of mixed type according to [15] (here R_i , C_i are the values of resistances and capacitances of the elements of the high-voltage divider arm, r , c are the values of the elements of its low-voltage arm)

It should be noted that expressions (1)-(5) were obtained [15] in the general case, without assuming the smallness of the parameters α_i , β_i , γ . In the absence of non-identity of R_i , C_i elements, i.e. $R_1 = R_2 = \dots = R_i = \dots = R_n$, $C_1 = C_2 = \dots = C_i = \dots = C_n$, $\alpha_i \equiv 0$, $\beta_i \equiv 0$ and from (4), (5) we obtain $f \equiv 0$, $\delta \equiv 0$ and, accordingly, $A^* = 1$ and $PFR \equiv 0$.

In [16], the work [15] was further developed taking into account the assumption of the «triangular» law of the probability distribution of the deviation of the parameters α_i , β_i from the zero value, see Fig. 3*).

Below, according to the data of [16], the dependence of the deviation of the normalized value of the amplitude-frequency response $(A^* - 1) \cdot 100$ %, in % and PFR (') in angular minutes for mixed type VD on the dimensionless frequency parameter $lg(\gamma)$ is presented (see Fig. 4, 5).

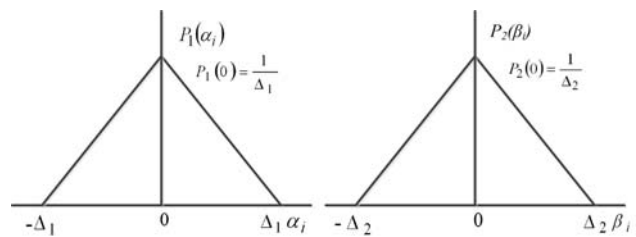


Fig. 3. The graph of the «triangular» probability distribution $P_1(\alpha_i)$ and $P_2(\beta_i)$

*Note: Since the number of elements of the high-voltage arm of the VD is usually $n \gg 100$, it is advisable to switch to the use of the distribution functions $P_1(\alpha_i)$, $P_2(\beta_i)$

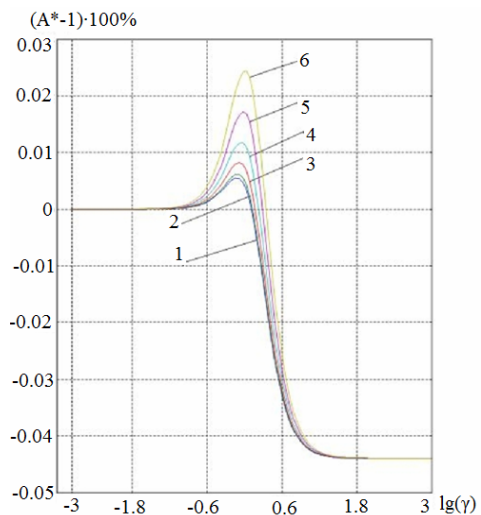


Fig. 4. Dependence $(A^* - 1) \cdot 100$ % for mixed type VD depending on the dimensionless frequency parameter γ for fixed $\Delta_1 = 0.05$ when the value of Δ_2 is changed in the range: 0.00...0.05, here the designation 1 corresponds to $\Delta_2 = 0.00$; the designation 2 corresponds to $\Delta_2 = 0.01$; the designation 3 corresponds to $\Delta_2 = 0.02$; the designation 4 corresponds to $\Delta_2 = 0.03$; the designation 5 corresponds to $\Delta_2 = 0.04$; the designation 6 corresponds to $\Delta_2 = 0.05$

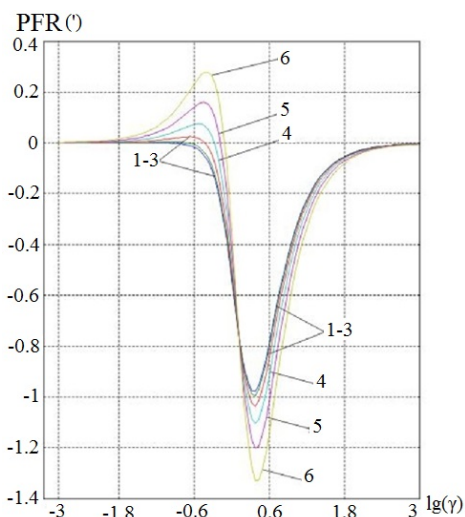


Fig. 5. Phase-frequency response for mixed type VD depending on the dimensionless frequency parameter γ for fixed $\Delta_1 = 0.05$ when the value of Δ_2 is changed in the range: 0.00...0.05, here the designation 1 corresponds to $\Delta_2 = 0.00$; the designation 2 corresponds to $\Delta_2 = 0.01$; the designation 3 corresponds to $\Delta_2 = 0.02$; the designation 4 corresponds to $\Delta_2 = 0.03$; the designation 5 corresponds to $\Delta_2 = 0.04$; the designation 6 corresponds to $\Delta_2 = 0.05$

From the data in Fig. 4, 5 and [16], we can draw conclusions:

- the influence of non-identity – the «scatter» of the values of the elements (R_i , C_i) of the high-voltage arm of a mixed VD leads to instability of its frequency characteristics;
- the influence of the boundaries of the «spread» of the active elements of the high-voltage arm up to $\Delta_2 = 0.01$ ($\pm 1\%$) is negligible compared to the effect of a «spread» of capacitive elements with a level $\Delta_1 = 0.05$ ($\pm 5\%$). The «spread» of the capacitance values of the high-voltage arm of the VD ($\pm 5\%$) is still acceptable, since it leads to a range of AFR oscillations of up to 0.05 %;
- the influence of the «spread» of capacitive elements on the frequency characteristics is proportional to the square of the values of its boundaries ($\sim \Delta_1^2$);
- PFR instability of mixed type VD caused by the nonidentity of its R_i , C_i elements of the high-voltage arm up to $\Delta_1 = 0.05$; $\Delta_2 = 0.01$, is negligible.

2. Dependence of the scale factor of the high-voltage divider on its input voltage level.

As already stated above, the tolerance of high voltage electromagnetic voltage transformers is normalized for a range of 80-120 % of their rated voltage [13], which is due to nonlinear magnetization of their magnetic circuit. For high-voltage dividers of mixed type, this dependence can be significantly weakened when the potential distribution along the internal circuit of the lumped R , C - elements of the high-voltage arm (Fig. 2) is consistent with the distribution of the potential in the spatial-field circuit of the divider due to the electric field between its high-voltage and grounded electrodes.

Fig. 6, 7 show the dependences of the tolerance of the high-voltage divider of the «high-voltage meter of direct and alternating voltage BBH – 0,8 – 100M», developed by the Department of HVEE of NTUU «KPI» (Fig. 8) according to its state metrological attestation at the State Enterprise «Ukrmetrteststandart» (Kyiv) processed in [17]. The tolerance of the high-voltage divider was determined as $\Delta = \frac{K_n - K_m}{K_n} \cdot 100\%$, where

K_n is the nominal value of the divider dividing ratio (in this case $K_n = 10000$), and K_m is its actual value, determined by the ratio of the rms values of the input and output voltages, averaged over the results of 10 independent observations. The load of the divider was on the active resistance (10 ± 0.5) M Ω , on capacitance (10 ± 5) pF.

The difference between the dependences 1 and 2 of the tolerance of high-voltage dividers in Fig. 5, 6 is explained by the appearance in the first case of a microcoron on its R , C - elements, which leads to leakage of the current of the high-voltage arm with an increase in the input voltage of the divider, while the actual value of its division factor K_m increases. Thus, it is obligatory to reconcile the distribution of the potentials of the circuit of lumped R , C -elements and the spatial-field circuit of the divider. In this case, the range of oscillations in the tolerance of the voltage divider in the range 10 – 100 kV will be an acceptable value of $\pm 0.1\%$.

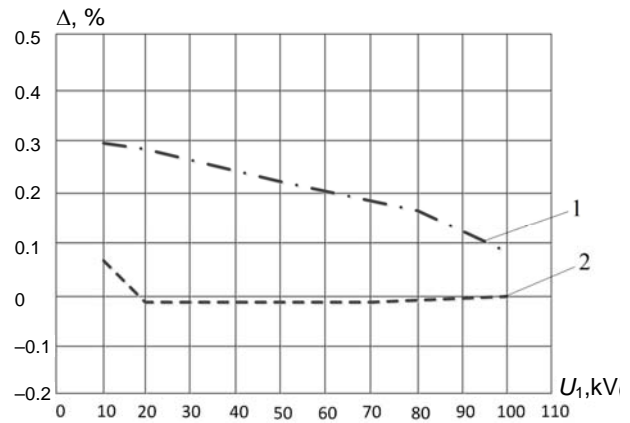


Fig. 6. The experimental dependence of the tolerance of the same voltage dividers of the high voltage meter BBH – 0,8 – 100M in the range of the input DC voltage variation 10...100 kV: 1 – design of the high-voltage arm with a uniform arrangement of R , C - elements in the height of the divider; 2 – design of a high-voltage arm with a coordinated distribution of potentials of the internal circuit with lumped R , C - elements and the spatial-field circuit of the divider.

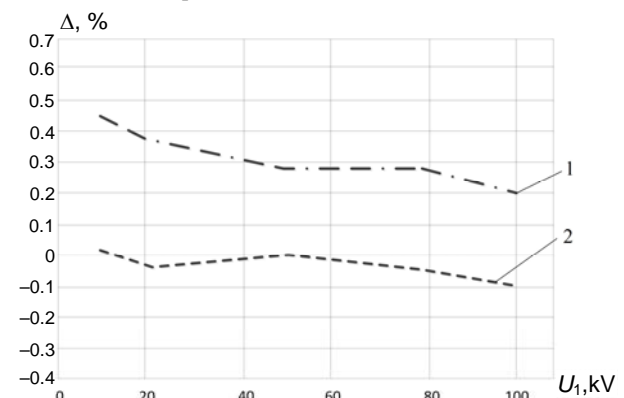


Fig. 7. The experimental dependence of the tolerance of the same voltage dividers of the high voltage meter BBH-0,8-100M in the range of the input AC voltage variation 10...100 kV (frequency 50 Hz): 1 – design of the high-voltage arm with a uniform arrangement of R , C - elements in the height of the divider; 2 – design of a high-voltage arm with a coordinated distribution of potentials of the internal circuit with lumped R , C - elements and the spatial-field circuit of the divider.



Fig. 8. General view of the set for measuring high voltage BBH-0,8-100M in the composition of a high-voltage arm, a low-voltage arm, a specialized digital voltmeter and connecting cables. The separate design of the low-voltage divider arm is due to the possibility of its adjustment and switching for the high-voltage measuring ranges 0.8-10 kV and 10-100 kV

3. Features of broadband voltage dividers for the high frequency region, as well as for measuring pulse voltages. In this case, the low-voltage divider arm should have a low-inductance design and must be built into the overall design of the divider. In addition, it is necessary to use damping resistances in the circuits of the high-voltage and low-voltage divider arms, as well as the matching resistances in the cable connection of the oscilloscope, Fig. 9.



Fig. 9. External view of a high-voltage broadband voltage divider BДН -75 designed to measure DC, AC and pulse voltages of 110 kV class (the nominal value of the division factor is $K_n = 10000$)

Fig. 10 shows an oscillogram of the output voltage of BДН – 75 when a step voltage pulse is applied to its input.

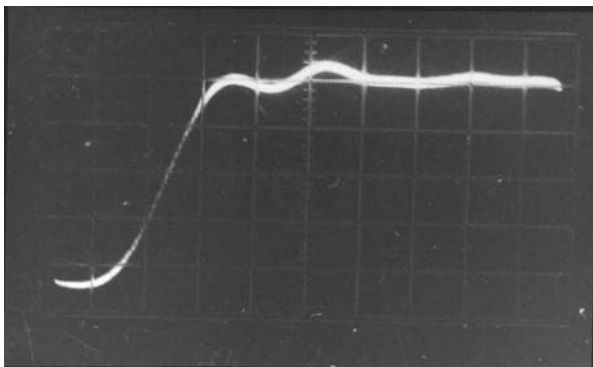


Fig. 10. Output voltage oscillogram of a high-voltage wideband divider BДН – 75 when a step voltage pulse is applied to its input (vertical scale is 10 mV per division, horizontal scale is 20 ns per division)

Processing of this oscillogram according to the requirements of the Standard IEC 60060-2 determines the response time of the BДН – 75 divider $\tau_r \sim 25 \cdot 10^{-9}$ s, which allows it to be used for measurement of switching, lightning, and chopped lightning voltage impulses.

Fig. 11 is a general view of the voltage divider of the 220 kV class for measuring the power quality indices in 220 kV electric networks developed by the Department of HVEE of NTUU «KPI» under a contract with State Enterprise «NEC Ukrenergo».

To test high-voltage voltage dividers in substation conditions, it is advisable to develop the capabilities of high-voltage mobile calibration laboratories [13] for

metrological certification, both transformers and voltage dividers with their actual load.



Fig. 11. A high-voltage divider class 220 kV for measuring the power quality indices (outdoor design)

Conclusions.

1. In accordance with the requirements of the International Standard IEC 61000-4-30, electromagnetic voltage transformers used in substations can be used to measure such high-voltage power quality indices as voltage asymmetry and voltage interruption (tripping), provided they are metrologically certified on site using mobile calibration laboratories.

2. According to the results of the research, among the large-scale high-voltage converters of various types, high-voltage broadband voltage dividers of resistive-capacitive type have the most acceptable characteristics of the accuracy of high voltage conversion in accordance with class A of the International Standard IEC 61000-4-30.

3. Among the main scientific problems of the development of the theory and practice of high-voltage broadband voltage dividers, one should note the influence of the non-identical parameters of the R , C - elements of the high-voltage arm, the matching of the distribution of the potentials of the circuit of lumped R , C - elements and the spatial-field circuit of the divider, as well as the optimal damping of its circuit connections.

4. It is necessary to create high-voltage mobile calibration laboratories for metrological certification of both transformers and voltage dividers with their actual load at the substations.

REFERENCES

1. GOST 13109-97. *Elektricheskaya energiya. Sovmestimost' tehnikeskikh sredstv elektromagnitnaya. Normy kachestva elektricheskoi energii v sistemah elektroobrazovaniya obshchego naznacheniya* [State Standard 13109-97. Electric Energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Power quality limits to general purpose power systems]. Moscow, IPK Publishing house of standards Publ., 1999. 35 p. (Rus).
2. DSTU IEC 61000-4-30:2010. *Elektromagnitna sumisnist'. Chastyna 4-30. Metody vyprovuvannya ta vymiryuvannya. Vymiryuvannya pokaznykiv yakosti elektroenerhiyi* [State Standard DSTU IEC 61000-4-30:2010. Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-30. Testing and measurement

techniques. Power quality measurement methods]. Kyiv, DP «UkrNDNC» Publ., 2016. 49 p. (Ukr).

3. DSTU EN 50160:2014. *Kharakterystyky napruhy elektropostachannya v elektrychnykh mrezhakh zahal'noyi pryznachenosti* [State Standard DSTU EN 50160:2014. Voltage characteristics of electricity supplied by public electricity networks]. Kyiv, Ministry of Economic Development of Ukraine Publ., 2014. 27 p. (Ukr).

4. GOST 32144-2013. *Elektricheskaiia energiiia. Sovmestimost' tekhnicheskikh sredstv elektromagnitnaia. Normy kachestva elektricheskoi energii v sistemakh elektrosnabzheniia obshchego naznacheniiia* [State Standard 32144-2013. Electric Energy. Electromagnetic compatibility of technical equipment. Power quality limits to general purpose power systems]. Moscow, Standartinform Publ., 2014. 16 p. (Rus).

5. ELSPEC LTD. *G4K. Fixed Power Quality Analyzer. User & Installation Guide*. 2013. Available at: <http://elspec-ltd.com/download/g4400-user-guide/> (accessed 26 August 2017).

6. IEC 61000-4-30:2015. *Electromagnetic compatibility (EMC). Part 4-30. Testing and measurement techniques. Power quality measurement methods*.

7. Muscas C. Power quality monitoring in modern electric distribution systems. *IEEE Instrumentation & Measurement Magazine*, 2010, vol.13, no.5, pp. 19-27. doi: **10.1109/MIM.2010.5585070**.

8. Pawelek R., Wasiak I. Comparative measurements of voltage harmonics in transmission grid of 400 kV. *16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*, 2014, pp. 606-610. doi: **10.1109/ICHQP.2014.6842763**.

9. Blajszczak G. Resistive voltage divider for higher harmonics measurement in 400 kV network. *11th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation*, 2011, pp. 1-4. doi: **10.1109/EPQU.2011.6128953**.

10. Harada T., Wakimoto T., Sato S., Saeki M. Development of Japan's national standard class 500 kV lightning impulse voltage divider. *IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37077)*, 2000, vol.3, pp. 1564-1568. doi: **10.1109/PESW.2000.847575**.

11. Prochazka R., Hlavacek J., Knenicky M., Mahmoud R. Determination of frequency characteristics of high voltage dividers in frequency domain. *17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, 2016, pp. 1-4. doi: **10.1109/EPE.2016.7521821**.

12. GOST 1516.3. *Elektrooborudovanie peremennogo toka na napriazheniia ot 1 do 750 kV. Trebovaniia k elektricheskoi prochnosti izoliatsii* [State Standard 1516.3. Electrical equipment of alternating current for voltage from 1 to 750 kV. Requirements for dielectric strength of insulation]. Moscow, IPK Publishing house of standards Publ., 1998. 50 p. (Rus).

13. Brzhezytskyi V.O., Brzhezytskyi V.V., Isaiev V.V., Kikalo V.M., Lapchenko A.M., Masliuchenko I.M., Trotsenko Ye.O. Mobile verification laboratory of voltage classes 0.22 ... 110 kV. *Metrolohichne zabezpechennya obliku elektrychnoyi enerhiyi: Mater. 6-yi nauk.-prakt. konf.* [Materials of the 6th Scientific and Technical Conference «Metrological maintenance of electric energy accounting»]. Kyiv, AVEGA Publ., 2007, pp. 202-204. (Ukr).

14. Bolotin I.B., Eidel L.Z. *Izmereniia v perekhodnykh rezhimakh korotkogo zamykaniia* [Measurements in transient short-circuit conditions]. Leningrad, Energiya Publ., 1981. 192 p. (Rus).

15. Atarod S., Brzhezytskyi V.O., Garan Ya.O., Masliuchenko I.M., Anokhin Yu.L. Characteristics of high voltage dividers designed for power quality measurement. *Scientific Works of National University of Food Technologies*, 2013, no.51, pp. 91-102. (Ukr).

16. Brzhezytskyi V.O., Desiatov O.M., Masliuchenko I.M., Yatsenko I.S. Frequency characteristics due to the nonidentical R, C-elements of the high voltage divider for measuring power quality. *Scientific Works of National University of Food Technologies*, 2017, vol.23, no.1, pp. 158-172. (Ukr).

17. Atarod S. *Udoskonalennya vysokovol'tnykh podil'nykh postynoyi ta zminnoyi napruhy (chastoty 50 Hts) Diss. cand. techn. nauk* [Improvement of high-voltage dividers direct and alternating voltage (frequency 50 Hz). Cand. tech. sci. diss.]. Kyiv, 2014. 134 p. (Rus).

Received 03.11.2017

Y.L. Anokhin¹, Head of the Research Department of Electrical Quantities Measurement,
V.O. Brzhezytskyi², Doctor of Technical Science, Professor,
Ya.O. Haran², Engineer,
I.M. Masliuchenko², Candidate of Technical Science, Associate Professor,
O.P. Protsenko², Candidate of Technical Science, Associate Professor,
Ye.O. Trotsenko², Candidate of Technical Science, Associate Professor,

¹ State Enterprise «Ukrmetrteststandart»,
4, Metrolohichna Str., Kyiv, Ukraine, 03168,
e-mail: hivolt@ukrcsm.kiev.ua,
phone +380 44 5263485

² National Technical University of Ukraine «Igor Sikorsky Kyiv Polytechnic Institute»,
37, Prosp. Peremohy, Kyiv, Ukraine, 03056,
e-mail: v.brzhezitskiy@ukr.net, garan.yaroslav@gmail.com,
i.masluhenko@gmail.com, apro54@ukr.net,
trotsenko@email.ua
phone +380 44 2367989

М.И. Баранов, С.В. Рудаков

ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПЛАЗМЫ ПРИ ВОЗДУШНОМ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВЗРЫВЕ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПРОВОДНИКА

Приведені результати наближеного розрахунку максимальних значень температури T_m , тиску P_m і швидкості v_m розповсюдження ударної хвилі в «металевій плазмі», що утворюється при повітряному електричному вибуху (ЕВ) тонкого металевого провідника під дією великого імпульсного струму (ВІС). Показано, що при ЕВ в атмосферному повітрі тонкого мідного провідника в розрядному колі високовольтного генератора ВІС мікросекундного часового діапазону максимальні значення температури T_m , тиску P_m і швидкості v_m в локальній зоні її вибуху може досягати відповідно декількох десятків тисяч градусів кельвина, сотень технічних атмосфер і тисяч метрів в секунду. Сформульовані можливі шляхи отримання в розрядному колі потужної конденсаторної батареї високовольтного генератора ВІС «рекордних» значень температури T_m , тиску P_m і швидкості v_m . Бібл. 14.

Ключові слова: потужний високовольтний генератор імпульсів струму конденсаторного типу, металевий провідник, великий імпульсний струм, електричний вибух провідника, плазма, температура, тиск, швидкість розповсюдження ударної хвилі в плазмових продуктах вибуху, розрахунок.

Приведены результаты приближенного расчета максимальных значений температуры T_m , давления P_m и скорости v_m распространения ударной волны в «металлической плазме», образующейся при воздушном электрическом взрыве (ЭВ) тонкого металлического проводника под воздействием большого импульсного тока (БИТ). Показано, что при ЭВ в атмосферном воздухе тонкого медного проводника в разрядной цепи высоковольтного генератора БИТ микросекундного временного диапазона максимальные значения температуры T_m , давления P_m и скорости v_m в локальной зоне ее взрыва могут достигать соответственно нескольких десятков тысяч градусов кельвина, сотен технических атмосфер и тысяч метров в секунду. Сформулированы возможные пути получения в разрядной цепи мощной конденсаторной батареи высоковольтного генератора БИТ «рекордных» значений температуры T_m , давления P_m и скорости v_m . Библ. 14.

Ключевые слова: мощный высоковольтный генератор импульсов тока конденсаторного типа, металлический проводник, большой импульсный ток, электрический взрыв проводника, плазма, температура, давление, скорость распространения ударной волны в плазменных продуктах взрыва, расчет.

Введение. Электрический взрыв (ЭВ) тонких металлических проводников в вакууме, газовых и жидких средах под воздействием протекающего по ним большого импульсного тока (БИТ) в настоящее время достаточно широко используется [1-9]: в экспериментальной физике при изучении плазмы; в атомной технике при создании локальных зон высокого давления; в высоковольтной импульсной технике (ВИТ) при испытаниях на молниестойкость наружной и внутренней изоляции электроэнергетического оборудования; в технике БИТ при создании быстрых размыкателей сильноточных цепей; в технике мощных импульсных источников света; в электротехнологиях при получении микро- и нанопорошков для производства новых композиционных материалов; в электро-разрядных технологиях при ударной обработке жидкостей и твердых тел. Нежелательное проявление ЭВ металла может наблюдаться в области ВИТ и технике БИТ и при необоснованном выборе поперечных сечений токоведущих частей высоковольтных сильноточных цепей соответствующего оборудования. Инженерно-техническому персоналу, осуществляющему ЭВ тонких металлических проводников, как правило, в воздухе и технической воде [4, 6], при отладке требуемых режимов работы используемой ВИТ и прогнозировании разрушительных последствий для ВИТ от возможного ЭВ ее металлических проводников необходимы упрощенные и удобные в практическом применении приближенные соотношения для оперативной расчетной оценки максимальных уровней температуры T_m , давления P_m и скорости v_m распространения ударной волны в образующихся от их ЭВ

плазменных продуктах («металлической плазме»). Однако, как показывает анализ литературных источников, получению подобных расчетных соотношений в мире уделяется недостаточное внимание. В этой связи получение приближенных соотношений для оценочного количественного определения указанных параметров T_m , P_m и v_m является актуальной прикладной научно-технической задачей как в области электрофизики, так и теплофизики.

Целью статьи является получение приближенных расчетных соотношений для определения максимальных значений температуры T_m , давления P_m в ударной волне и скорости v_m распространения ударной волны в плазменных продуктах воздушного электрического взрыва металлического проводника под воздействием большого импульсного тока.

1. Постановка задачи. Рассмотрим расположенный в воздушной среде при нормальных атмосферных условиях тонкий металлический проводник прямоугольной или цилиндрической геометрической формы, по которому в его продольном направлении от высоковольтного импульсного источника энергии (например, от мощной заряженной малоиндуктивной конденсаторной батареи) протекает БИТ, амплитудно-временные параметры (АВП) которого достаточны для достижения в электропроводящей структуре проводника с прямоугольным или круглым поперечным сечением S_0 численного значения интеграла тока J_k , являющегося критическим для исследуемого проводника. Под интегралом тока J_k будем понимать инте-

© М.И. Баранов, С.В. Рудаков

грал, определяемый во времени t выражением вида

$$J_k = \int_0^{t_k} \delta_k^2(t) dt, \text{ где } \delta_k(t) - \text{ критическая плотность им-}$$

пульсного тока в проводящем материале проводника; t_k – время наступления ЭВ проводника [3-6]. Для определенности отметим, что для медного проводника, находящегося в воздухе при комнатной температуре 20 °С, критическое значение указанного интеграла тока J_k численно составляет около $1,95 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$ [3]. Кроме того, следует иметь в виду, что при ЭВ металлических проводников обычно используются «быстрые» генераторы БИТ, АВП которых изменяются во времени по закону затухающей синусоиды [6, 8]. При достижении в проводнике критического значения интеграла тока J_k проводящая структура последнего будет подвергаться ЭВ, сопровождающемуся быстрым испарением и сублимацией ее материала [3-6]. Считаем, что плотность $\delta_k(t)$ импульсного тока имеет равномерное распределение по поперечному сечению рассматриваемого проводника [4]. Принимаем, что на начальном этапе ЭВ тонкого проводника максимальные значения температуры T_m и давления P_m «металлической плазмы» равномерно распределены по поперечному сечению сублимируемого материала проводника, находящегося пока в пределах его сечения S_0 [3, 4]. Полагаем, что температура T_m определяется электронной температурой плазмы, которая, в свою очередь, определяется плотностью теплового потока g_m в поперечном сечении S_0 проводника. Исходный воздух, окружающий проводник до его ЭВ, и «металлическую плазму», образовавшуюся вместо твердого тела исследуемого проводника, принимаем в качестве идеальных газовых сред, удовлетворяющих классическому понятию «идеального газа» с занимаемым им ограниченным объемом [10]. Учитывая нормальные атмосферные условия до ЭВ проводника, можно воспользоваться следующими основными характеристиками для исходного воздуха [10]: давление воздуха составляет $P_1 \approx 1,013 \cdot 10^5 \text{ Па}$; температура воздуха была равной $T_1 \approx 273,15 \text{ К}$; молярный объем воздуха составляет $V_M \approx 22,41 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{моль}$. Ограничимся рассмотрением квазистатического адиабатического процесса в локальной зоне вокруг электрически взрывающегося металла проводника с протекающим по нему БИТ, при котором в занимаемой этой зоной ограниченном объеме не будут происходить процессы теплообмена с окружающим проводник воздухом [3, 4]. Требуется с учетом принятых допущений в приближенном виде получить расчетные соотношения для инженерной оценки максимальных значений температуры T_m , давления P_m и скорости v_m распространения ударной волны в плазменных продуктах воздушного ЭВ металлического проводника под воздействием БИТ.

2. Расчетная оценка максимальной температуры T_m в «металлической плазме» при воздушном ЭВ проводника. Применяв к рассматриваемой плазме закон Стефана-Больцмана [10], для ее температуры T_m запишем следующее расчетное соотношение:

$$T_m \approx (\pi \sigma_c^{-1} g_m)^{1/4}, \quad (1)$$

где $\sigma_c = 5,67 \cdot 10^{-8} \text{ Вт} \cdot (\text{м}^2 \cdot \text{К}^4)^{-1}$ – постоянная Стефана-Больцмана, характеризующая равновесное тепловое излучение «металлической плазмы» в зоне ЭВ.

Для нахождения величины наибольшей плотности теплового потока g_m в «металлической плазме», образовавшейся от ЭВ проводника, воспользуемся следующим электрофизическим соотношением [11]:

$$g_m \approx \delta_{mk} U_e, \quad (2)$$

где $\delta_{mk} \approx I_{mk}/S_0$ – амплитуда критической плотности тока в проводнике при его ЭВ; I_{mk} – амплитуда протекающего по проводнику импульсного тока в момент его ЭВ; U_e – приэлектродное падение напряжения в краевых зонах сублимируемого проводника, численно не превышающее для его основных металлов, применяемых в ВИТ и технике БИТ, значения 10 В [12].

В (2) амплитуда импульсного тока I_{mk} в сильноточной разрядной цепи высоковольтного генератора БИТ с исследуемым проводником может быть найдена из следующего приближенного выражения [8]:

$$I_{mk} \approx (2J_k S_0^2 I_m \omega)^{1/3}, \quad (3)$$

где I_m – амплитуда разрядного тока в электрической цепи генератора БИТ, изменяющегося во времени t с круговой частотой ω , определяемой электрическими параметрами разрядного контура данного генератора.

Тогда из (1)-(3) для максимальной температуры T_m в «металлической плазме» при воздушном ЭВ тонкого металлического проводника под воздействием протекающего по нему БИТ в окончательном виде получаем следующее приближенное соотношение:

$$T_m \approx [\pi \sigma_c^{-1} U_e (2J_k S_0^2 I_m \omega)^{1/3}]^{1/4}. \quad (4)$$

Из (4) следует, что для получения «рекордных» (наибольших) температур T_m в «металлической плазме», образуемой при воздушном ЭВ проводника за счет воздействия на него БИТ, материал проводника следует выбирать с наибольшими значениями величин J_k и U_e , поперечное сечение S_0 проводника требуется брать наименьшим, а амплитуду I_m и круговую частоту ω (скорость нарастания) импульсного тока в разрядной цепи генератора БИТ – наибольшими. Вот поэтому для достижения высоких значений температуры T_m целесообразно использовать генераторы БИТ с малоиндуктивными и низкоомными разрядными цепями и короткими тонкими электрически взрывающимися проводниками, по которым протекает импульсный экспоненциально затухающий синусоидальный ток наносекундного временного диапазона.

Расчетная оценка по (4) численного значения температуры T_m «металлической плазмы» для экспериментального случая воздушного ЭВ тонкого круглого медного проводника радиусом $r_0 \approx 0,1 \text{ мм}$ и длиной $l_0 \approx 110 \text{ мм}$ под воздействием БИТ микросекундного временного диапазона, описанного в [8] ($J_k \approx 1,95 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$; $U_e \approx 10 \text{ В}$; $S_0 \approx 3,14 \cdot 10^{-8} \text{ м}^2$; $I_m \approx 190 \text{ кА}$; $\omega \approx 26,18 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$), показывает, что она в рассматриваемом приближении будет примерно равной $92,67 \cdot 10^3 \text{ К}$. Для сравнения этой расчетной температуры T_m «металлической плазмы» с известными в мире данными в области теплофизики ЭВ металла укажем, что согласно результатам теоретических

исследований, приведенным в [13], максимальная температура взрыва в вакууме литиевого проводника ($2r_0 \approx 0,127$ мм; $l_0 \approx 10$ мм), включенной в разрядную цепь высоковольтного генератора БИТ с запасаемой его конденсаторами электрической энергией в 100 кДж, при времени введения в проводник тепловой энергии в 200 нс достигала численного значения около $113,54 \cdot 10^3$ К.

Следует указать то, что в [3] приведены опытные численные значения критического интеграла тока J_k , только для алюминийевых и медных проводников. В [14] были приведены данные для расчета величины J_k для иных проводниковых материалов, используемых в ВИТ и технике БИТ при ЭВ тонких металлов, когда плотность δ_k тока в них составляет не менее 10^{10} А/м².

3. Расчетная оценка максимального давления P_m в «металлической плазме» при воздушном ЭВ проводника. С учетом принятых допущений и уравнения состояния идеального газа, соответствующего уравнению Клайперона-Менделеева [10], для одного моля воздушной среды, окружающей исследуемый металлический проводник до воздействия на него БИТ, и одного моля «металлической плазмы» в воздухе после воздушного ЭВ рассматриваемого проводника можно записать следующее газовое равенство:

$$P_1 V_{M1} / T_1 = P_m V_{M2} / T_m = R, \quad (5)$$

где $R = 8,314$ Дж/(К·моль) – универсальная газовая постоянная [10]; V_{M2} – молярный объем плазменных продуктов в локальной зоне ЭВ в воздухе исследуемого проводника, вызванного действием на него БИТ.

Для определения в (5) величины V_{M2} воспользуемся следующим приближенным соотношением [10]:

$$V_{M2} \approx (M_1 + M_2) / d_2, \quad (6)$$

где M_1, M_2 – соответственно молярная масса исходного воздуха и образовавшейся в нем «металлической плазмы» в локальной зоне воздушного ЭВ металлического проводника; d_2 – плотность плазменных продуктов, образовавшихся в воздушной локальной зоне после ЭВ проводника под воздействием БИТ.

Для плотности d_2 плазменных продуктов после воздушного ЭВ металлического проводника в первом приближении используем соотношение вида:

$$d_2 / d_1 \approx (M_1 + M_2) / M_1, \quad (7)$$

где $d_1 \approx 1,293$ кг/м³ – плотность принятого исходного воздуха, окружающего проводник до его ЭВ [10].

Согласно (7) при воздушном ЭВ медного проводника ($M_1 \approx d_1 \cdot V_{M1} \approx 28,97 \cdot 10^{-3}$ кг/моль; $M_2 \approx 63,55 \cdot 10^{-3}$ кг/моль [10]) вытекает, что $d_2 \approx 4,129$ кг/м³. Видно, что в этом случае плазменные продукты от взрыва меди лишь примерно в 3,2 раза плотнее исходного воздуха.

Из (6) и (7) для молярного объема V_{M2} плазменных продуктов после ЭВ в воздухе металлического проводника в принятом приближении получаем:

$$V_{M2} \approx M_1 / d_1 \approx V_{M1} \approx 22,41 \cdot 10^{-3} \text{ м}^3/\text{моль}. \quad (8)$$

Учитывая (8), из (5) для искомой величины давления P_m в «металлической плазме» находим:

$$P_m = P_1 T_m / T_1. \quad (9)$$

После подстановки (4) в (9) для максимального давления P_m ударной волны в локальной зоне ЭВ в

воздухе металлического проводника, вызванного воздействием на его проводящий материал БИТ, имеем:

$$P_m \approx P_1 T_1^{-1} \left[\pi \sigma_c^{-1} U_e (2 J_k S_0^{-1} I_m \omega)^{1/3} \right]^{1/4}. \quad (10)$$

Из (10) для указанного выше в разделе 2 случая ЭВ в воздухе ($P_1 \approx 1,013 \cdot 10^5$ Па; $T_1 \approx 273,15$ К) тонкого медного проводника микросекундным БИТ ($r_0 \approx 0,1$ мм; $l_0 \approx 110$ мм; $S_0 \approx 3,14 \cdot 10^{-8}$ м²; $\sigma_c \approx 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт·(м²·К⁴)⁻¹; $J_k \approx 1,95 \cdot 10^{17}$ А²·с·м⁴; $U_e \approx 10$ В; $I_m \approx 190$ кА; $\omega \approx 26,18 \cdot 10^3$ с⁻¹) следует, что при этом в локальной зоне ее взрыва будет возникать ударное газодинамическое давление амплитудой до $P_m \approx 343,7 \cdot 10^5$ Па (до 339,3 атм). Согласно (9) и (10) для получения в локальной зоне воздушного ЭВ металлического проводника наибольших значений ударного давления P_m необходимо в ней (этой зоне) создавать «рекордные» уровни абсолютной температуры T_m «металлической плазмы». Для чего требуется использовать наименьшие поперечные сечения S_0 коротких проводников, а также «быстрые» генераторы БИТ, воспроизводящие наибольшие амплитуды I_m и круговые частоты ω их разрядного тока.

4. Расчетная оценка максимальной скорости v_m ударной волны в «металлической плазме» при воздушном ЭВ проводника. В анализируемом электрофизическом случае выражение для максимальной скорости v_m распространения ударной волны в плазменных продуктах воздушного ЭВ металлического проводника может быть представлено в виде [10]:

$$v_m \approx (\gamma_a R T_m)^{1/2}, \quad (11)$$

где γ_a – безразмерный показатель адиабаты.

С учетом (4) приближенное соотношение (11) для максимальной скорости v_m ударной продольной волны в «металлической плазме» от ЭВ в воздухе проводника принимает следующий окончательный вид:

$$v_m \approx (\gamma_a R)^{1/2} \left[\pi \sigma_c^{-1} U_e (2 J_k S_0^{-1} I_m \omega)^{1/3} \right]^{1/8}. \quad (12)$$

Что касается численного значения в (11) и (12) безразмерного показателя адиабаты γ_a , то для равновесной теплоизлучающей системы «сильноточный плазменный канал разряда – воздух» оно оказывается примерно равным $\gamma_a \approx 4/3$ [10]. Тогда для используемого в [8] случая воздушного ЭВ тонкого медного проводника ($r_0 \approx 0,1$ мм; $l_0 \approx 110$ мм; $S_0 \approx 3,14 \cdot 10^{-8}$ м²; $U_e \approx 10$ В; $J_k \approx 1,95 \cdot 10^{17}$ А²·с·м⁴; $\sigma_c \approx 5,67 \cdot 10^{-8}$ Вт·(м²·К⁴)⁻¹) в разрядной цепи высоковольтного генератора микросекундных БИТ ($I_m \approx 190$ кА; $\omega \approx 26,18 \cdot 10^3$ с⁻¹) из (12) находим, что при этом максимальная скорость v_m ударной волны в плазменных продуктах взрыва достигает численного значения около 4020 м/с. При расчетных оценках по (11), (12) максимальных значений v_m необходимо не забывать, что по модулю 1 моль, например, для меди, согласно законам молекулярной физики численно составляет $63,55 \cdot 10^{-3}$ кг [10] (при этом надо помнить, что размерность моля входит в универсальную газовую постоянную R). Несоблюдение правил теории размерностей при практическом применении расчетных соотношений (11) или (12) может приводить к неправильным количественным результатам для искомой величины скорости v_m . Полученное по (12) оценочное численное значение мак-

симальной скорости $v_m \approx 4020$ м/с ударной газодинамической волны в «металлической плазме» соответствует скорости детонационной волны в «медленных» твердых взрывчатых веществах [9, 10]. В этой связи с точки зрения возможного достижения указанных высоких скоростей v_m ударной волны в плазменных продуктах ЭВ металла представляется целесообразным использование воздушного ЭВ тонких металлических проводников в высокоэффективных электродетонаторах.

Из (12) вытекает, что для получения при ЭВ в воздухе рассматриваемых проводников «рекордных» значений скорости v_m ударной волны в «металлической плазме» необходимо использовать минимально возможные поперечные сечения S_0 коротких металлических проводников, а также максимально возможные для высоковольтного генератора БИТ значения амплитуды I_m и круговой частоты ω (скорости нарастания) его импульсного разрядного тока, изменяющегося во времени t по закону затухающей синусоиды.

Выводы.

1. Получены новые соотношения (4), (10) и (12) соответственно для инженерного расчета максимальных значений абсолютной температуры T_m , ударного давления P_m и скорости v_m распространения ударной волны в «металлической плазме», образующейся от воздушного ЭВ металлического проводника под воздействием протекающего по нему БИТ.

2. Показано, что при ЭВ в воздухе тонких металлических проводников, включенных в разрядную цепь высоковольтного генератора БИТ микросекундного временного диапазона, максимальные расчетные значения температуры T_m , давления P_m и скорости v_m могут достигать численных значений соответственно в несколько десятков тысяч градусов кельвина, сотен технических атмосфер и тысяч метров в секунду.

3. На основе полученных расчетных соотношений (4), (10) и (12) сформулированы реальные технические предложения по получению с помощью ЭВ в атмосферном воздухе тонких металлических проводников «рекордных» (наибольших) значений температуры T_m , давления P_m и скорости v_m ударной волны в локальной зоне их взрыва под воздействием БИТ.

4. Полученные при определенных допущениях новые теоретические результаты для искомых величин температуры T_m , давления P_m и скорости v_m позволяют углубить наши физические представления в области сильноточной электрофизики и высокотемпературной теплофизики для явления воздушного ЭВ тонкого металлического проводника под воздействием БИТ нано- и микросекундной длительности.

5. Учитывая высокие расчетные значения скорости v_m ударной волны в «металлической плазме», можно сделать вывод о целесообразности прикладного применения воздушного ЭВ тонких коротких металлических проводников в высокоэффективных электродетонаторах.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Месяц Г.А. Импульсная энергетика и электроника. – М.: Наука, 2004. – 704 с.

2. Дашук П.Н., Зайенц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкуропат П.И., Шнеерсон Г.А. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
3. Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля. – М.: Мир, 1972. – 391 с.
4. Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии / Под ред. В.Н. Карнюшина. – Минск: Наука и техника, 1983. – 151 с.
5. Бурцев В.А., Калинин Н.В., Лучинский А.В. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.
6. Гулый Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – К.: Наукова думка, 1990. – 208 с.
7. Лернер М.И. Образование наноразмерной фазы при электрическом взрыве проводников // Известия ВУЗов. Физика. – 2006. – Т.49. – №6. – С. 91-95.
8. Баранов М.И., Лысенко В.О. Основные характеристики электрического взрыва металлического проводника при больших импульсных токах // Электричество. – 2013. – №4. – С. 24-30.
9. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 40: Научное открытие метода взрывной имплозии для получения сверхкритической массы ядерного заряда и украинский «след» в американском атомном проекте «Манхэттен» // Электротехника і електромеханіка. – 2017. – №5. – С. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.01.
10. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
11. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. – Х.: НТУ «ХПИ», 2009. – 384 с.
12. Райзер Ю.П. Физика газового разряда. – М.: Наука, 1987. – 592 с.
13. Роуз К. Максимальная температура взрыва проволочек в вакууме / В кн. пер. с англ.: Электрический взрыв проводников. – М.: Мир, 1965. – С. 43-46.
14. Баранов М.И. Аналитический расчет критических значений интеграла тока для основных металлов, применяемых в технике больших импульсных токов при электрическом взрыве проводников // Технічна електродинаміка. – 2008. – №6. – С. 14-17.

REFERENCES

1. Mesiats G.A. *Impul'snaia energetika i elektronika* [Pulsed power and electronics]. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).
2. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinskiy G.S., Nikolaevskaya N.N., Shkuropat P.I., Shneerson G.A. *Tehnika bol'shih impul'snyh tokov i magnitnyh polej* [Technique large pulsed currents and magnetic fields]. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).
3. Knopfel' G. *Sverkhstil'nye impul'snye magnitnye polia* [Ultra strong pulsed magnetic fields]. Moscow, Mir Publ., 1972. 391 p. (Rus).
4. Stolovich N.N. *Elektrovzryvnye preobrazovateli energii* [Electroexplosion energy converters]. Minsk, Nauka & Tehnika Publ., 1983. 151 p. (Rus).
5. Burtsev V.A., Kalinin N.V., Luchynskiy A.V. *Elektricheskiy vzryv provodnikov i ego primenenie v elektrofizicheskikh ustanovkakh* [Electric explosion of conductors and its application in electrophysical options]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1990. 288 p. (Rus).
6. Gulyi G.A. *Nauchnye osnovy razriadno-impul'snykh tekhnologii* [Scientific basis of the discharge-pulse technology]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1990. 208 p. (Rus).
7. Lerner M.I. Formation of nano-sizes phase at the electric explosion of explorers. *Russian Physics Journal*, 2006, vol.49, no.6, pp. 91-95.

8. Baranov M.I., Lysenko V.O. The main characteristics of an electric explosion of a metallic conductor at high impulse currents. *Electricity*, 2013, no.4, pp.24-30. (Rus).
9. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 40: The scientific opening of the method of explosive implosion for the obtaining above critical mass of nuclear charge and Ukrainian «track» in the «Manhattan» American atomic project. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.5, pp. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.01.
10. Kuz'michev V.E. *Zakony i formuly fiziki* [Laws and formulas of physics]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1989. 864 p. (Rus).
11. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografija v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teorija elektrofizicheskikh effektov i zadach* [Selected topics of Electrophysics: Monograph in 2 vols. Vol. 2, book. 1: Theory of electrophysics effects and tasks]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2009. 384 p. (Rus).
12. Raiser Yu.P. *Fizika gazovogo razryada* [Physics of gas discharge]. Moscow, Nauka Publ., 1987. 592 p. (Rus).
13. Rose K. *Maksimal'naya temperatura vzryva provolochek v vakuume / V kn. per. s angl.: Elektricheskiy vzryv provodnikov* [The maximum temperature of a wire explosion in a vacuum / In book trans. with English: Electric explosion of conductors]. Moscow, Mir Publ., 1965, pp. 43-46. (Rus).
14. Baranov M.I. Analytical calculation of critical values of integral of current for parent metals, applied in the technique of large impulsive currents at the electric explosion of explorers. *Technical Electrodynamics*, 2008, no.6, pp. 14-17. (Rus).

Поступила (received) 11.09.2017

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

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 7076841,
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

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

M.I. Baranov¹, S.V. Rudakov²

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

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

Approximate calculation of basic characteristics of plasma at the air electric explosion of metal conductor.

Purpose. Obtaining approximate calculation correlations for determination of maximal values of temperature T_m and pressures P_m at a shock wave and speed v_m distribution of a shock wave in the plasma products of air electric explosion (EE) of metal conductor under act of large impulsive current (LIC). **Methodology.** Theoretical bases of the electrical engineering, scientific and technical bases of electrophysics, thermal physics and electrophysics bases of powerful high-voltage impulse technique, related to the theory and practice of the phenomenon EE metallic explorer in gas environments under action of LIC. **Results.** New calculation correlations are got for approximate calculation in a local area of EE in atmospheric air of metallic explorer of maximal values of temperature T_m , pressures P_m and speeds of v_m of shock wave in «metallic plasma» appearing from an explosion under action of LIC of its conducting structure. It is set that numeral values of the sought after sizes of temperature T_m , pressures P_m and speeds v_m as it applies to air EE thin copper conductor under the action of LIC of the microsecond temporal range can arrive at a few ten of thousands of Kelvin, hundreds of technical atmospheres and thousands of meters in a second accordingly. It is shown that similar values of speed v_m of shock wave in «metallic plasma» are comparable at speed of detonation wave in hard explosives. An accent is in this connection done on expedience of application air EE thin short metallic conductors at injury of live ammunitions with an ordinary and nuclear explosive. The real technical suggestions are offered on a possible receipt in the discharge circuit of powerful high-voltage generator of LIC of condenser type of «record» (most) values of the examined descriptions of «metallic plasma» at air EE thin metallic conductors. Comparison of the obtained results is executed for the probed descriptions of plasma at air EE of the metal conductor with known in the world information in area of electrophysics and thermal physics EE metal in gas environments. **Originality.** The obtained new theoretical results in area of high-current electrophysics and high-temperature thermal physics extend our physical views about the phenomenon of EE in atmospheric air of thin metallic conductors under action of LIC of the nanosecond and microsecond duration. **Practical value.** Application of the calculation correlations obtained in practice for the indicated descriptions of «metallic plasma» will allow technicians-and-engineers in a certain measure to accelerate and improve adjusting of difficult electric charts of powerful high-voltage generator of LIC at a receipt in his discharge circuit by air EE of thin metal conductors required on protocol of lead through of heavy-current electrophysics experiments of parameters of plasma in the local zone of its explosion. References 14.

Key words: powerful high-voltage generator of current pulses of condenser type, metallic conductor, high pulse current, electric explosion of conductor, plasma, temperature, pressure, speed of distribution of shock wave in the plasma products of explosion, calculation.

А.В. Беспрозванных, А.В. Рогинский

МОНИТОРИНГ СТАБИЛЬНОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА ИЗГОТОВЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННЫХ СИСТЕМ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Показано, що опір ізоляції можливо застосовувати в якості інформативного параметру стабільності технологічного процесу виготовлення електроізоляційних систем тягових електричних машин. Встановлено, що опір ізоляції знаходиться в межах $\pm 3\sigma$ відносно середнього значення кожної вибірки трьох варіантів виконання електроізоляційної системи. Представлено контрольні карти індивідуальних значень та кумулятивних сум опору ізоляції магнітної системи тягових електродвигунів постійного струму. Бібл. 8, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: тягові електричні машини, електроізоляційні системи, опір ізоляції, контрольні карти кумулятивних сум, стабільність технологічного процесу.

Показано, что сопротивление изоляции может служить информативным параметром стабильности технологического процесса изготовления электроизоляционных систем тяговых электрических машин. Установлено, что сопротивление изоляции находится в пределах $\pm 3\sigma$ относительно среднего значения каждой выборки трех вариантов исполнения электроизоляционной системы. Представлены контрольные карты индивидуальных значений и кумулятивных сум сопротивления изоляции магнитной системы тяговых электродвигателей постоянного тока. Библ. 8, табл. 1, рис. 4.

Ключевые слова: тяговые электрические машины, электроизоляционные системы, сопротивление изоляции, контрольные карты кумулятивных сум, стабильность технологического процесса.

Введение. Электроизоляционные системы составляют примерно 0,03 % от массы тяговых электрических машин (ТЭМ), но имеют исключительную важность и влияют на возможности конструкторских решений и технологии изготовления электрических машин, в итоге – на их удельную массу и габаритные размеры, на надёжность и долговечность ТЭМ. Совершенствование электроизоляционных композитных систем ТЭМ осуществляется путем создания новых, более прогрессивных, материалов и технологических процессов [1].

Сопротивление изоляции – интегральный показатель стабильности технологического процесса. Мониторинг качества продукции в процессе ее производства всегда остро стоит перед производителями. В условиях современного производства используются методики и процедуры, основанные на статистическом анализе характеристик изделий [2-4]. Количественно точность технологических процессов оценивается с использованием коэффициента

$$K_T = \frac{6\sigma}{T},$$

где $T = T_{up} - T_{lower}$ – допуск изделия по контролируемому параметру (разность между верхним и нижним значением), σ – среднее квадратическое отклонение контролируемой величины.

Точность технологического процесса оценивают исходя из следующих критериев:

- при $K_T \leq 0,75$ – технологический процесс точный;
- при $K_T = (0,75 - 0,98)$ – требует внимательного наблюдения;
- при $K_T > 0,98$ – неудовлетворительный.

Критерием оценки состояния электроизоляционных систем на производстве является величина сопротивления изоляции R_{ins} . Это значение указывается в нормативно-технической документации [5]. Так, для высоковольтных электроизоляционных систем ТЭМ

сопротивление изоляции R_{ins} относительно корпуса (нижнее пороговое значение) должно быть не менее 20 МОм в холодном состоянии для машин с номинальным напряжением свыше 400 В. Верхнее значение сопротивления изоляции не регламентируется. Сопротивление изоляции является интегральной статистической характеристикой, которая зависит, прежде всего, от электрофизических свойств композитной системы, и технологического процесса изготовления сборочных единиц и самой ТЭМ в целом. Следует отметить, что особенностью технологического процесса изготовления изоляционных систем ТЭМ является высокий уровень немеханизированного (ручного) производства.

Целью статьи является мониторинг стабильности технологического процесса изготовления электроизоляционных систем ТЭМ по результатам измерений сопротивления изоляции на производстве.

Мониторинг стабильности технологического процесса по контрольным картам индивидуальных значений. Анализ технологического процесса выполнен для трех вариантов корпусной изоляции магнитной системы тягового электродвигателя постоянного тока. В каждом из трех вариантов корпусной изоляции – по 12 образцов, отличающихся числом слоев и типом изоляционных лент. Измерения сопротивления изоляции выполнены тераомметром MI 2077 при постоянном напряжении 2500 В.

На рис. 1,а представлены результаты измерений, а на рис. 1,б – статистические характеристики сопротивления изоляции трех вариантов корпусной изоляции. Статистический разброс измеренных значений сопротивления изоляции (рис. 1,б) в пределах каждого варианта изоляционной системы связан, по крайней мере, с двумя причинами [6]. Первая обусловлена неизбежными случайными погрешностями измерений

и невозможностью абсолютно точного воспроизведения условий испытаний. Вторая причина – более глубокая и состоит в том, что сопротивление изоляции отображает имеющиеся структурные и технологические дефекты в изоляционной системе, и связана с неоднородностью материала изоляции, технологическим оборудованием, квалификацией персонала.

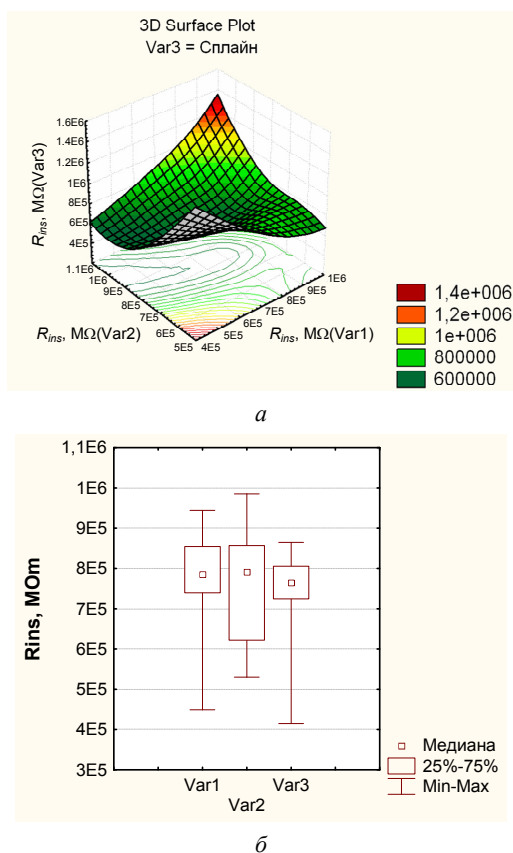


Рис. 1. Выборки сопротивления изоляции трех вариантов корпусной изоляционной системы

Для всех трех вариантов сопротивление изоляции лежит в пределах $\pm 3\sigma$ относительно номинального (среднего) значения для каждой выборки (рис. 2), что соответствует концепции «Шесть сигм» [7].

В условиях производственного процесса одним из основных инструментов мониторинга являются контрольные карты (или контрольные карты Шухарта), визуализирующие статистические характеристики исследуемого технологического процесса [4, 8]. Контрольные карты индивидуальных значений (рис. 3) позволяют обнаружить отклонения (X) или скользящего размаха (MR) сопротивления изоляции, которые обусловлены неслучайными причинами.

При использовании карт индивидуальных значений контрольные границы рассчитывают на основе меры вариации, полученной по скользящим размахам обычно двух наблюдений. Скользящий размах (MR) представляет собой абсолютное значение разности измерений в последовательных парах (разность первого и второго измерений, второго и третьего и т.д.).

На основе скользящих размахов вычисляют средний скользящий размах, который используют для построения контрольных карт. Нижняя и верхняя границы на карте (рис. 3, штрихпунктирные линии) нахо-

дятся на расстоянии 3σ от среднего значения (центральная линия). При этом не наблюдается ни систематических смещений (трендов), ни каких-либо других признаков выхода процесса из-под контроля: точки обеих карт равномерно (на основе визуального анализа) колеблются относительно соответствующих средних линий. Точки на обеих контрольных картах находятся внутри контрольных пределов. Значение второго измерения находится достаточно близко к нижнему контрольному пределу, однако на фоне общей положительной картины это не является тревожным событием.

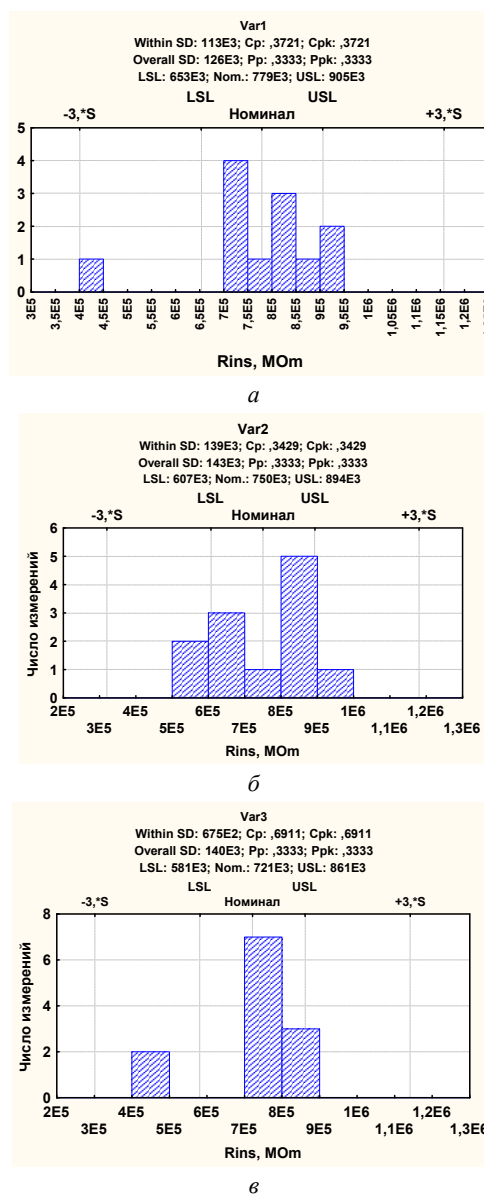


Рис. 2. К однородности выборок сопротивления изоляции

Для задания критериев поиска серий точек область индивидуальной контрольной карты над центральной линией и под ней делится на три «зоны»: А, В и С [4]. По умолчанию зона А определяется как область, расположенная на расстоянии от 2σ до 3σ по обе стороны от центральной линии. Зона В – область, отстоящая от центральной линии на расстоянии от 1σ до 2σ , а зона С – как область, расположенная между центральной линией по обе ее стороны и огра-

ниченная прямой, проведенной на расстоянии $1 \cdot \sigma$ от центральной линии.

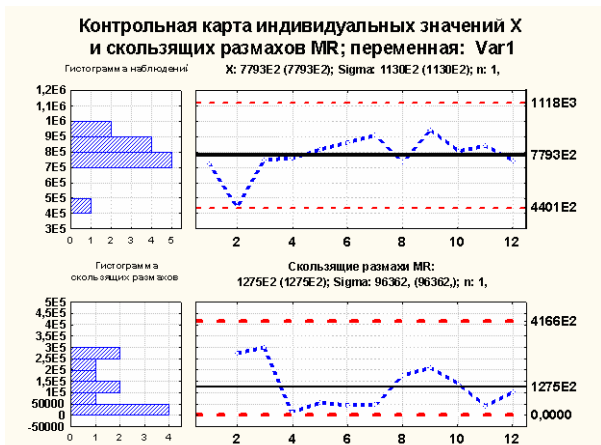


Рис. 3. Контрольная карта индивидуальных значений сопротивления изоляции и скользящих размахов для варианта 1 корпусной изоляционной системы

В зависимости от количества точек и их расположения в одной из зон контрольной карты, установлено семь критериев.

При выполнении того или иного критерия в таблице результатов тестирования строка, соответствующая этому критерию, выделяется красным цветом, а вместо ОК в столбцах указываются номера точек, попавших в зону риска (табл. 1).

Результаты тестирования (табл. 1), выполненные для MR- контрольной карты (рис. 3) и для двух других вариантов корпусной изоляции, показывают, что по всем критериям тестирования технологического процесса по сопротивлению изоляции исследуемые показатели находятся в статистически управляемом состоянии. Сигнала о необходимости принятия мер предупреждающего характера не обнаружено.

Таблица 1

Результаты тестирования стабильности технологического процесса

Зоны A/B/C: (3,0/2,0/1,0)* σ	Переменная var1 MR-карта Центральная линия 127545,45 МОм, $\sigma = 96361,95$ МОм	
	от выборки	к выборке
9 точек с одной стороны от центральной линии	ОК	ОК
6 точек роста/ снижения	ОК	ОК
14 точек чередуются вверх и вниз	ОК	ОК
2 из 3-х точек в зоне А или за ее пределами	ОК	ОК
4 из 5-ти точек в зоне В или за ее пределами	ОК	ОК
15 точек в зоне С	ОК	ОК
8 точек за пределами зоны С	ОК	ОК

Большой чувствительностью к возмущениям технологического процесса обладают контрольные карты кумулятивных сумм (CuSum) [4] (рис. 4), которые представляют накопленные суммы отклонений отдельных значений наблюдаемой переменной (сопротивления изоляции) от среднего значения.

На рис. 4 приведены контрольные карты кумулятивных (накопленных) сумм для трех вариантов корпусной изоляции. Для двенадцатого CuSum наблюдения (рис. 4,б) отмечается выход за нижнюю границу и для одиннадцатого – за верхнюю для MR, что может служить признаком начавшейся разладки технологического процесса. При этом для этого варианта проясляется также тренд выборочных значений CuSum, что требует выяснения причин его появления.

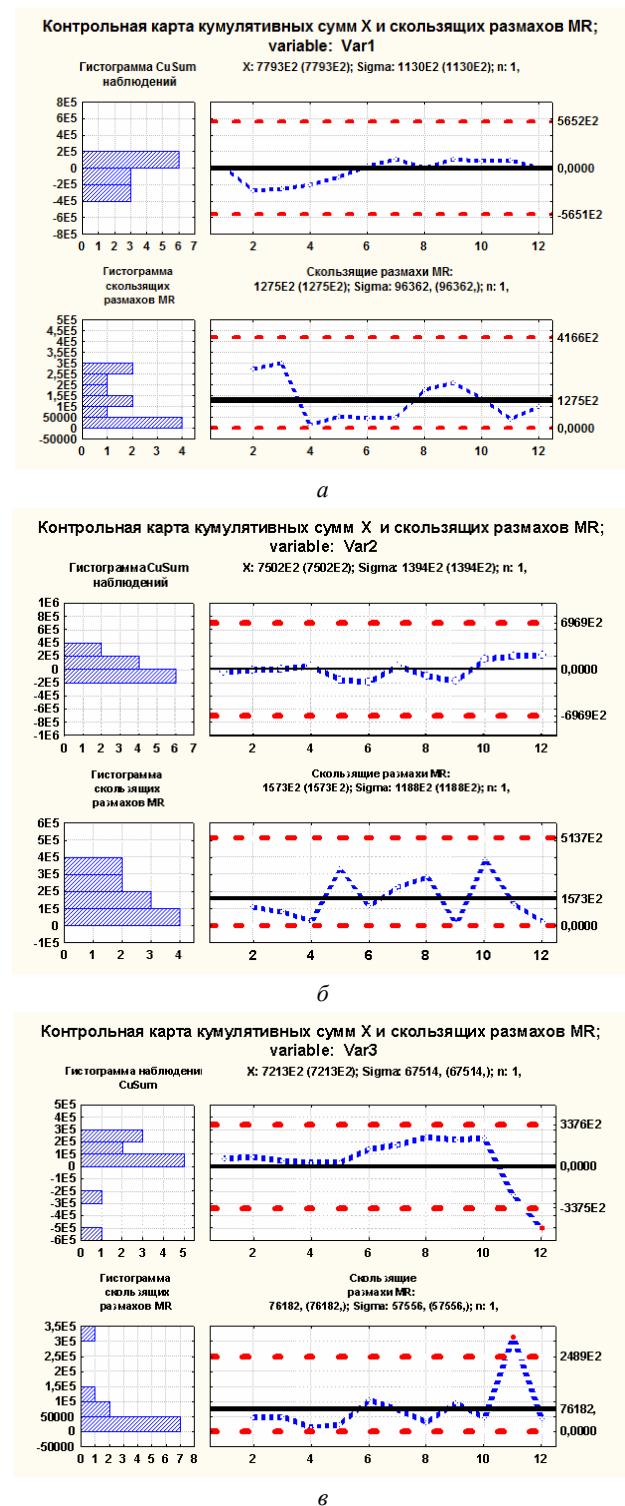


Рис. 4. Контрольные карты кумулятивных сумм и скользящих размахов сопротивления изоляции трех вариантов корпусной изоляционной системы

Выводы. Построение и анализ специальных графиков (карт) индивидуальных значений и кумулятивных сумм сопротивления изоляции, скользящего размаха *MR* позволяют выяснить, находится ли технологический процесс изготовления электроизоляционных систем тяговых электрических машин в статистически управляемом состоянии.

Представленная процедура мониторинга может использоваться для анализа стабильности технологических процессов изготовления электроизоляционных систем турбо- и гидрогенераторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Электроизоляционные материалы и системы изоляции для электрических машин. В двух книгах. Кн. 2 / В.Г. Огоньков и др.; под ред. В.Г. Огонькова, С.В. Серебрянникова. – М.: Издательский дом МЭИ, 2012. – 304 с.
2. Хартман К., Лецкий Э., Шефер В. Планирование эксперимента в исследовании технологических процессов. – М.: Мир, 1977. – 552 с.
3. Дрейпер Н., Смит Г. Прикладной регрессионный анализ. Множественная регрессия. Applied Regression Analysis. – 3-е изд. – М.: «Диалектика», 2007. – 912 с.
4. ISO 7870-4:2011. Cumulative sum charts – Guidance on quality control and data analysis using CUSUM techniques.
5. ГОСТ 2582-2013. Машины электрические вращающиеся тяговые. Общие технические условия. – Введ. 2015-01-01. – М.: Стандартинформ, 2014. – 56с.
6. Безпрозванных А.В., Москвитин Е.С. Число двойных перегибов как индикатор степени старения кабельных бумаг // *Электротехника і електромеханіка*. – 2011. – №3. – С. 62-66. doi: 10.20998/2074-272X.2011.3.16.
7. Eckes G. Six Sigma Team Dynamics: The Elusive Key to Project Success. – Hoboken: John Wiley & Sons, 2003. – 262 p.
8. Золотарев В.М., Антонен Ю.А., Гури А.Г., Шебенюк Л.А., Голик О.В. Исследование корреляции электрических и механических параметров двойной изоляции эмальпроводов // *Электротехника і електромеханіка*. – 2005. – №2. – С. 78-80.

REFERENCES

1. Ogonkov V.G., Serebryannikov S.V. *Elektroizoliatsionnye materialy i sistemy izoliatsii dlia elektricheskikh mashin. V dvukh knigakh. Kn. 2* [Electrical insulation materials and insulation systems for electrical machines. In 2 books. Book 2]. Moscow, Publishing house MEI, 2012. 304 p. (Rus).
2. Hartman K., Letsky E., Shefer V. *Planirovanie eksperimenta v issledovanii tekhnologicheskikh protsessov* [Planning an experiment in the study of technological processes]. Moscow, Mir Publ., 1977. 552 p. (Rus).
3. Draper N., Smith H. *Prikladnoi regressiionnyi analiz. Mnozhestvennaia regressiia. Applied Regression Analysis* [Applied regression analysis. Multiple regression. Applied Regression Analysis. 3rd ed.]. Moscow, Dialectics Publ., 2007. 912 p. (Rus).
4. ISO 7870-4:2011. *Cumulative sum charts – Guidance on quality control and data analysis using CUSUM techniques*.

5. GOST 2582-2013. *Mashiny elektricheskie vrashchayushchiesia tiagovye. Obshchie tekhnicheskie usloviia* [State Standart 2582-2013. Electric rotating traction machines. General specifications]. Moscow, Standardinform Publ., 2014. 56 p. (Rus).
6. Bezprozvannykh A.V., Moskvitin E.S. Double-kink number as an indicator of degree of cable paper ageing. *Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no.3, pp. 62-66. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2011.3.16.
7. Eckes G. *Six Sigma Team Dynamics: The Elusive Key to Project Success*. Hoboken: John Wiley & Sons, 2003. 262 p.
8. Zolotarev V.M., Antonets Yu.A., Gurin A.G., Shebenyuk L.A., Golik O.V. Investigation of the correlation of electrical and mechanical parameters of double insulation of enamel wires. *Electrical engineering & Electromechanics*, 2005, no.2, pp. 78-80. (Rus).

Поступила (received) 09.10.2017

Безпрозванных Анна Викторовна¹, д.т.н., проф.,
Рогинский Александр Владимирович², аспирант,

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

²Государственное предприятие «Завод «Электротяжмаш»,
61089, Харьков, Московский проспект, 299б,
тел/phone +380 50 5158552 49,
e-mail: roginский.av.@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh¹, A.V. Roginsky²

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

²SE Plant Electrotyazhmash,
299, Moskovsky Ave., Kharkiv, 61089, Ukraine.

The stability monitoring of the manufacturing process of electrical insulating systems of traction electric machines.

Introduction. Electrical insulation systems make up about 0.03 % of the traction electric machines (TEM) mass, but they are of exceptional importance and affect the design capabilities and manufacturing techniques of electric machines, ultimately - on their specific weight and overall dimensions, on the reliability and durability of the TEM. **Purpose.** The monitoring of the stability of the manufacturing process of electrical insulating systems of the TEM based on the insulation resistance measurements. **Methodology.** The analysis of the manufacturing process is carried out for three versions of the case of insulation of the magnetic system of the DC traction electric motor. **Practical value.** Construction and analysis of special graphs (charts) of individual values and cumulative sums of insulation resistance, sliding range *MR* allow to find out whether the technological process of manufacturing electric insulating systems of traction electric machines is in a statistically controllable state. References 11, tables 1, figures 4.

Key words: traction electrical machines, electrical insulation systems, insulation resistance, cumulative sum control chart, manufacturing process stability.

S.Yu. Shevchenko, N.A. Savchenko, A.V. Tretjak

MANAGING THE LOAD SCHEDULE OF THE ADMINISTRATIVE BUILDING TAKING INTO ACCOUNT EMERGING RISKS WHEN CONNECTING THE KINETIC ENERGY STORAGE TO THE POWER SUPPLY SYSTEM

Purpose. The purpose of the paper is to analyze load schedules of the administrative building and develop a structural scheme for connecting the kinetic energy storage in the power supply system of this building, which will allow using it as a consumer regulator, as well as a theoretical study of the risks that arise. *Methodology.* To conduct the research, the theory of designing internal electrical networks of buildings, the theory of plotting electric load graphs, methods of the theory of electromechanical systems and for analyzing the risk system, the T. Saati method of hierarchies were used. *Results.* The structure of kinetic energy storage (KES) connection to the power supply system of the administrative building is developed and the structural diagram of the KES proposed for installation is given, the average daily winter and summer load schedules are presented, a set of groups and subgroups of risks and their influence on the work of the power supply system of the building are connected with the connection of the KES. *Originality.* For the first time, the application of the kinetic energy storage in the power supply system of the building with the analysis of emerging risks is considered, which makes it possible to improve the reliability of the developed system and the efficiency of load regulation. *Practical value.* The application of the proposed scheme will make it possible to use administrative buildings as load regulators of the external power supply system, and also effectively manage the load in the internal power supply system of the building. References 9, tables 2, figures 4.

Key words: power supply system, kinetic energy storage (KES), electric load schedule, risk system, consumer regulator.

Цель. Целью статьи является разработка структурной схемы подключения кинетического энергоаккумулятора в систему электроснабжения административного здания, что позволит использовать это здание в качестве потребителя - регулятора, а также теоретическое исследование возникающих при этом рисков. *Методика.* Для проведения исследований использовались теория проектирования внутренних электрических сетей зданий, теория построения графиков электрической нагрузки, методы теории электромеханических систем и для анализа системы рисков метод иерархий Т. Саати. *Результаты.* Разработана структура подключения кинетического энергоаккумулятора (КЭН) в систему электроснабжения административного здания и приведены суточные графики нагрузок, исследован набор групп и подгрупп рисков и их влияние на работу системы электроснабжения здания при подключении КЭН. *Научная новизна.* Впервые рассмотрено применение кинетического энергоаккумулятора в системе электроснабжения здания с анализом возникающих рисков, что позволяет повысить надежность работы разработанной системы и эффективность регулирования нагрузки. *Практическое значение.* Применение предложенной схемы позволит использовать административные здания в качестве регуляторов нагрузки внешней системы электроснабжения, а также эффективно управлять нагрузкой во внутренней системе электроснабжения здания. Библи. 9, табл. 2, рис. 4.

Ключевые слова: система электроснабжения, кинетический энергоаккумулятор (КЭН), график электрической нагрузки, система рисков, потребитель-регулятор.

Introduction. The problem of covering non-uniform electric load schedules is currently being solved by three main methods [1]:

- creation of an optimal structure of generating capacities in the power system;
- use of overflows with neighboring power systems;
- attracting consumers to align the load schedule.

The Ukrainian power system is not an exception among other energy systems of the world and there is an imbalance in the generation and consumption of electricity. Thus, consumption during peak hours sometimes significantly exceeds generation capacity to cope with loads. To solve the existing problem, the implementation of various storage devices and accumulators in the power supply systems of consumers and the use of these consumers as load regulators in the power system can help.

To date, electrochemical batteries for energy storage which have a significant shortcoming –

fragility are widely used. Therefore, at present, as an alternative, many researchers propose the use of kinetic energy storage (KES) [2-6]. This device is intended for the storage of mechanical energy and its further transformation into electrical energy which can be used to regulate the load of the power system as a whole or its individual links.

At the moment, there are developments on the application of KES in autonomous power supply systems of buildings together with alternative energy sources [5, 6] and for energy storage in power systems [2, 4, 5].

Modern KES can store energy up to 20 MJ and produce power of 250-350 kW, while the size of the storage is small, and the efficiency is 85-90 % [9]. Also KES performs additional functions when operating in the customer's network, such as: implementation of a full galvanic isolation from the network, ensuring the quality of power supply, filtering distortion of harmonics and

voltage peaks, eliminating current micro breakdowns of duration less than 50 ms.

The use of KES for energy storage and load regulation is an important step in improving the energy efficiency of power supply systems. The stored energy can be used during peak hours for regulation purposes in power supply systems for administrative buildings which is attractive from an economic point of view, but this is due to a number of risks. The analysis of the risk system and their minimization is an important factor in improving the reliability of power supply systems.

The goal of the work is development of a structural scheme for connecting the kinetic energy storage to the power supply system of the administrative building to regulate the load of both the building itself and its use as a consumer – the load regulator of the power system as a whole.

Analysis of daily schedules of the administrative building (the 1st educational building of the Donbass National Academy of Construction and Architecture (DonNACA)). Daily schedules are necessary to record changes and obtain visual information about periods of peak load. They contain the information obtained on a certain day of the month and the season of the year. As the investigated object, the DonNACA educational building with a total area of 2,250 m² is considered, which includes classrooms and laboratories, a rector's office, a public catering enterprise equipped with electric cookers.

Daily fluctuations in consumption schedules and seasonal fluctuations are largely determined by meteorological factors: ambient air temperature, illumination, humidity, wind speed [7].

Analysis of the dynamics of electricity consumption shows (Fig. 1) that with increasing temperature and increasing illumination in summer, energy consumption is reduced [7]. As can be seen from the schedules, in the winter and summer for the object under study, we have the morning maximum load. The peak load falls on the period from 7.00 am to 2.00 pm. The minimum load is observed in the evening and at night between 6 pm and 7 am.

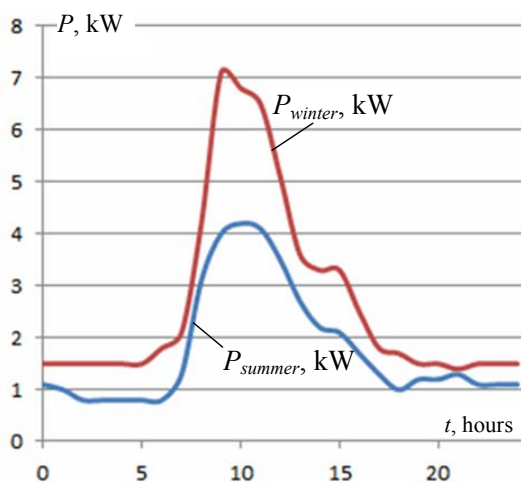


Fig. 1. Average daily load schedules of summer (P_{summer}) and winter (P_{winter}) days for the educational building

The connection of a KES to the power supply system of the building will give an opportunity to regulate (equalize) the load schedule of the building, namely, during the hours of load decay the KES will operate as an electric power consumer, and at peak hours as a generator that will allow the building to be used as a consumer – load regulator.

The scheme of connecting the KES to the power supply system of the administrative building. The developed structural scheme of connecting the KES to the power supply system of the administrative building, presented in Fig. 2, consists of a control unit (CU), kinetic energy storage (KES), load sensor (S), and inverter (I).

The operation is carried out as follows. At low load of the building, the value of which is controlled by the load sensor installed on the building supply line, automatic charging of the KES takes place. With increasing load in the building, the control unit (CU) switches the inverter to the generation mode synchronously with the network, feeding the building, after the load is reduced, the inverter turns off and the KES charging is performed.

Standard current transformers (CT) installed in the input node of electricity metering can serve as a current sensor. As a control unit (CU), you can use a programmable logic controller (PLC) with several analog inputs and outputs. If you need to connect to energy storage systems in other buildings or regional power system, you can use a controller with an Ethernet control channel.

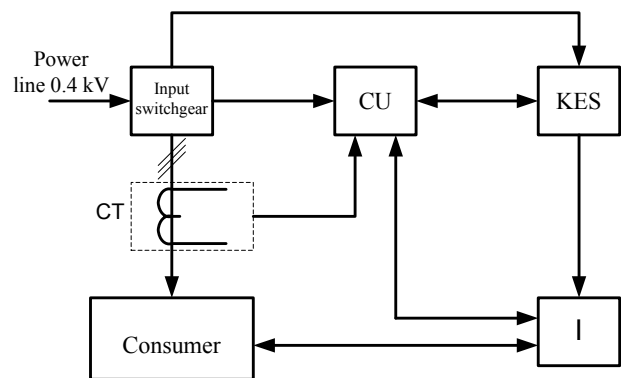


Fig. 2. The structural scheme of connecting the KES to the power supply system of the building

The KES consists of a storage flywheel (Fig. 3), a charging system motor M and a generator G, it is also possible to use a charging motor as a generator, but with a complicated switching system.

The power of the generator and the storage capacity of the flywheel are selected based on the value of the building's load. The charging system of the KES consists of an electric motor and a frequency converter (FC) operating in a closed system (with feedback). If it is necessary to charge the KES, the CU supplies the corresponding FC signal for start-up and the flywheel is accelerated with the set acceleration time parameters.

After the flywheel is completely accelerated, the FC maintains its stable rotation through feedback.

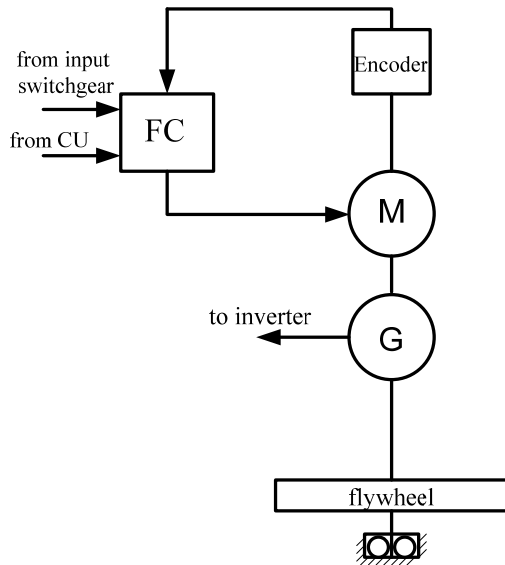


Fig. 3. The KES structural scheme

The charging motor of the KES and its FC is advisable to use of significantly less power than the generator, because charging takes a much longer time than discharge. This will reduce the price of the structure as a whole. The flywheel should be installed in a specially equipped pit near the building.

With increasing load in the building, the CU issues a command to the inverter (I) for the start, which, in turn, instructs the FC to stop feeding the KES. When the speed of the KES flywheel is reduced to a critical one, or the

power consumption in the building is reduced, the inverter turns off automatically and, if possible, recharges the KES.

In order to increase the reliability and efficiency of the developed scheme of connecting the KES to the power supply system of the building, an analysis was made of the groups and subgroups of risks arising from the functioning of this system.

Analysis of risks in the operation of the power supply system of the building with KES. To determine and investigate common risks in the operation of power supply systems with the KES of administrative buildings, the hierarchy analysis method (HAM) developed by T. Saati was applied.

The hierarchy analysis method (HAM) is used to derive relationship scales from both discrete and continuous paired comparisons in multi-level hierarchical structures.

HAM has specific aspects related to the deviation of judgments from consistency and the measurement of this deviation, as well as the dependence within groups and between groups of elements of a hierarchical structure [8].

When using HAM for modeling, it is necessary to construct a hierarchical or network structure for the representation of the problem, then, pairwise comparing the elements of this structure, to obtain dominance matrices from which the scales of relations are derived.

In general, the hierarchical structure is composed from three levels: the first level – the goal from the point of view of management, the second level – the criteria on which the following levels depend, the third or the lowest level – the list of alternatives (Fig. 4).

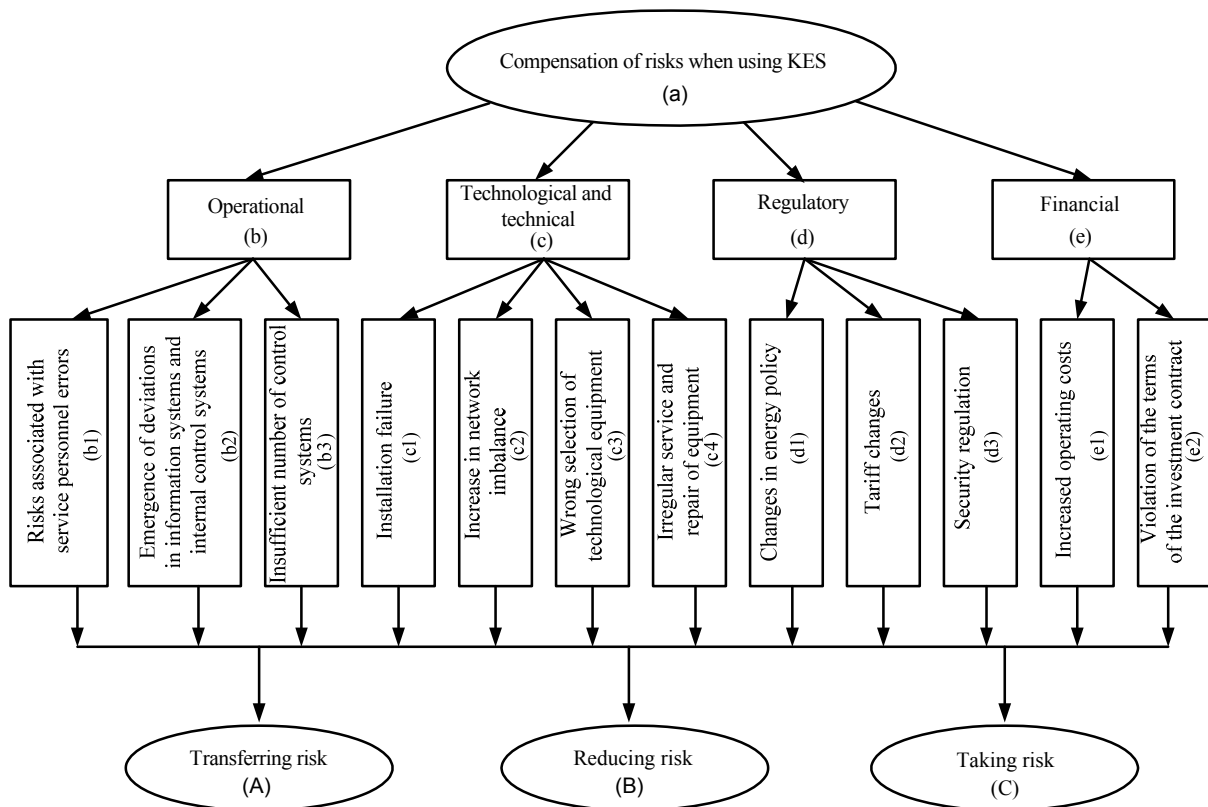


Fig. 4. A model of the hierarchical structure of risk analysis

The following notation is used in the model:

1. Purpose, or the main criterion (compensation of risks when using KES) – a.
2. Criteria for the first level (risk groups – operational, technological and technical, regulatory, financial) – b, c, d, e.
3. Criteria of the second level (subgroups of risks of the first level) – b1, b2, b3, c1, c2, c3, c4, d1, d2, d3, e1, e2.
4. Alternatives to achieving the goal (transferring risk, reducing risk, taking risk) – A, B, C.

The second stage of the HAM is the compilation of an algorithm for achieving the goal, namely: it is necessary to determine the impact of risk groups on the system as a whole. We use the technique described in [8] which consists in the following: firstly, matrices of pairwise comparisons of intermediate criteria with respect to higher-level criteria are written, for comparison, a scale of relative importance developed by T. Saati [8] is used; secondly, the transition from matched matrices to priority vectors is performed; thirdly, the quality of matrices of pairwise comparisons is checked, or the consistency index is calculated.

Expert data were used to compile the matrix of pairwise comparisons. The results of calculations of the matrix of pairwise comparisons of criteria for the first level of the hierarchy are presented in Table 1. In the same way, comparisons are made for the second level of the hierarchy.

Table 1

Determination of the most important risk group with a view to their compensation

Risk group	Operational	Technological and technical	Regulatory	Financial	Normalized estimates of the priority vector	Rang
Operational	1	1/3	4	1	0.2164	2
Technological and technical	3	1	5	3	0.5216	1
Regulatory	1/4	1/5	1	1/2	0.0801	4
Financial	1	1/3	2	1	0.1820	3
Total	5.25	1.86	12.00	5.50		
Consistency index CI = 0,024						
Consistency relation CR = 0.027 = 2.7 %						

According to the calculations, we have $CR = 0.027 \leq 0.1$ which allows us to conclude that the assessments of experts in the matrix are consistent and do not need revision.

The main result of pairwise comparisons is the determination of the importance of alternatives which are given in Table 2.

Based on the results of the calculations, we have the highest estimation of 0.4427 for the alternative «reducing risk» – this is an opportunity to reduce the consequences of the occurrence of risks. Risks that can not be reduced or transferred are in second place and have the estimation of 0.3458. Risks that can partially be compensated by

transfer to the second responsible persons have the lowest estimation – 0.2115.

Table 2

Determination of the importance of alternatives

Alternative	Assessment of the importance of the alternative	Rang
Transferring risk	0.2115	3
Reducing risk	0.4427	1
Taking risk	0.3458	2

The performed analysis of the risk system shows that in order to increase the reliability and efficiency of the power supply system of a building with a connected KES, it is necessary to perform a number of administrative and technical measures to reduce technological, technical and operational risks, financial risks may be partially transferred to third parties (investors and insurance companies), and regulatory risks should be taken into account, as the impact on them is completely absent.

Conclusions.

1. The schedules of the load of a real building are given and analyzed. On the basis of the analysis, a method for regulating the load of a building and its simultaneous use as a consumer regulator is defined.

2. The structural scheme of connection of the kinetic energy storage to the power supply system of the building is developed which increases the efficiency of its operation and allows to regulate the load.

3. The analysis of the risk system at the use of kinetic energy storage in the building energy supply systems is carried out which will allow to minimize them and provide increased reliability of the power supply system.

REFERENCES

1. Gurtovtsev A.L., Zabello E.P. Electrical load of the power system. Aligning the schedule. *Electrical engineering news*, 2008, no.5(53). Available at: <http://www.news.eltehr.ru/arh/2008/53/19.php> (Accessed 12 May 2017). (Rus).
2. Daoud M.I., Abdel-Khalik A.S., Massoud A., Ahmed S., Abbasy N.H. On the development of flywheel storage systems for power system applications: a survey. *2012 XXth International Conference on Electrical Machines*, Marseille, France, 2-5 September 2012, pp. 2119-2125. doi: **10.1109/icelmach.2012.6350175**.
3. Yali Y., Yuanxi W., Feng S. The latest development of the motor/generator for the flywheel energy storage system. *2011 International Conference on Mechatronic Science, Electric Engineering and Computer (MEC)*, Jilin, China, 19-22 August 2011, pp. 1228-1232. doi: **10.1109/mec.2011.6025689**.
4. Babuska V., Beatty S.M., deBlonk B.J., Fausz J.L. A review of technology developments in flywheel attitude control and energy transmission systems. *2004 IEEE Aerospace Conference Proceedings (IEEE Cat. No.04TH8720)*, Big Sky, MT, USA, 6-13 March 2004, pp. 2784-2800. doi: **10.1109/aero.2004.1368076**.

5. Chen H., Cong T.N., Yang W., Tan C., Li Y., Ding Y. Progress in electrical energy storage system: A critical review. *Progress in Natural Science*, 2009, vol.19, no.3, pp. 291-312. **doi: 10.1016/j.pnsc.2008.07.014.**
6. Aljohani T.M. The flywheel energy storage system: a conceptual study, design, and applications in modern power systems. *International Journal of Electrical Energy*, 2014, vol.2, no.2, pp. 146-153. **doi: 10.12720/ijoe.2.2.146-153.**
7. Savchenko N.A., Shevchenko S.Yu. Determination of input parameters of the information base for load prognostication in distribution networks 6-10 kV. *Electrical networks and systems*, 2010, no.3, pp. 9-14. (Rus).
8. Saati T. *Priniatie reshenii. Metod analiza ierarkhii* [Making decisions. The method of analyzing hierarchies]. Moscow, Radio and Communication Publ., 1993. 278 p. (Rus).
9. Available at: http://www.atz-gmbh.com/Products/HTS_bearing/Flywheel/body_flywheel.htm (accessed 15 September 2017).

*S.Yu. Shevchenko*¹, *Doctor of Technical Science, Professor,*
*N.A. Savchenko*², *Postgraduate Student,*
*A.V. Tretjak*², *Postgraduate Student,*
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
phone +380 57 7076312,
e-mail: syurik42@gmail.com
²Donbas National Academy of Civil Engineering
and Architecture,
14, Geroev Nebesnoi Sotni Str., Kramatorsk, Donetsk region,
84333, Ukraine,
phone +380 62 6461999,
e-mail: natali_a_savchenko@ukr.net,
tretjak_a.v@ukr.net

Received 20.10.2017

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

