

ISSN 2074-272X

**науково-практичний
журнал**

2015/4



ЕІЕ **Електротехніка і** **Електромеханіка**

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи.

Силова електроніка

Техніка сильних електричних та магнітних полів.

Кабельна техніка

Електричні станції, мережі і системи

**За 2013 р. журнал отримав індекс 6,11
від міжнародної наукометричної бази
Index Copernicus**



"ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Видання засновано Національним технічним університетом
"Харківський політехнічний інститут" (НТУ "ХПІ") у 2002 р.

Співзасновник – Державна установа "Інститут технічних проблем магнетизму
Національної академії наук України" (ДУ "ІТПМ НАНУ")

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



ELEKTROTEKHNIKA I ELEKTROMEKHANIKA – ELEKTROTEHNİKA İ ELEKTROMECHANİKA – 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
Rozanov 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, Corresponding member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskiy National University, Ukraine
Zgraja J. Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland

НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

- Клименко Б.В.** головний редактор, професор, НТУ "ХПІ"
Сокол Є.І. заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, ректор НТУ "ХПІ"
- Розов В.Ю.** заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, директор ДУ "ІТПМ НАНУ"
- Гречко О.М.** відповідальний секретар, к.т.н., НТУ "ХПІ"
Баранов М.І. д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Боєв 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"
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"
Рудаков В.В. професор, НТУ "ХПІ"
Сосков А.Г. професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова, Харків
- 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"
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"
Rudakov V.V. Professor, NTU "KhPI"
Soskov A.G. Professor, O.M. Beketov Kharkiv National University of Municipal Economy
- 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. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна
Dept. of Electrical Apparatus, NTU "KhPI", Frunze Str., 21, Kharkiv, 61002, Ukraine

тел. / phone: +38 057 7076281, +38 067 359 46 96, e-mail: a.m.grechko@mail.ru (Гречко Олександр Михайлович / Grechko O.M.)

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

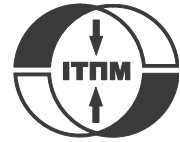
© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2015
© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2015

Підписано до друку 26.08.2015 р. Формат 60 x 90 %. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-04-2015. Ціна договірною.

Дизайн та оформлення обкладинки Вировець Л.П. e-mail: vsv_2007@ukr.net

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



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славені імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 27: Портрет харьковского математика Наума Ильича Ахиезера	3
--	---

Електричні машини та апарати

Милых В.И., Полякова Н.В. Автоматизированное формирование расчетных моделей турбогенераторов для программной среды FEMM.....	7
Финкельштейн В.Б., Егоров А.Б., Малеев А.М. Сравнение характеристик вентильного реактивного двигателя при питании от однофазной сети и от источника постоянного тока.....	15

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Болух В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Сравнительный анализ конструктивных схем линейных ударных электромеханических преобразователей комбинированного типа	20
Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Составляющие суммарной мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения при симметричных синусоидальных напряжениях источника	28
Кузнецов Б.И., Василюк Т.Ю., Варфоломеев О.О. Нейромережева система наведення і стабілізації з регулятором на основі еталонної моделі Model Reference Controller.....	35
Лобов В.И., Лобова К.В. Метод определения времени пуска асинхронных электродвигателей при управлении резисторно-тиристорными модулями.....	40
Хрестин Р.М. Моделювання електричних параметрів дуги дугової сталеплавильної печі.....	45

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Волонцевич Д.О., Барбашова М.В., Сабокарь О.С. Анализ электромагнитных процессов в комбинированных индукторных системах – инструментах рихтовки современных автомобилей	49
Пелевин Д.Е. Экранирование магнитного поля промышленной частоты стенами жилых домов	53
Розов В.Ю., Квицинский А.А., Добродеев П.Н., Гринченко В.С., Ерисов А.В., Ткаченко А.О. Исследование магнитного поля трехфазных кабельных линий из одножильных кабелей при двустороннем заземлении их экранов ...	56

Електричні станції, мережі і системи

Доманский И.В. Развитие методов расчета систем тягового электроснабжения и питающих их энергосистем	62
Шевченко С.Ю. Метод визначення спроможності «обмежувача перенапруг нелінійного» поглинати енергію без втрати теплового балансу	69

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 27: Portrait of the Kharkov mathematician Naum Il'ich Akhiezer.....	3
---	---

Electrical Machines and Apparatus

Milykh V.I., Polyakova N.V. Automated formation of calculation models of turbogenerators for software environment FEMM.....	7
Finkelshtein V.B., Yegorov A.B., Maleev A.M. Comparison of characteristics of the converter-fed motor at supply from the single-phase network and from the source of the direct current	15

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Schukin I.S. A comparative analysis of constructive schemes of linear impactor electromechanical converters combined type	20
Zhemerov G.G., Tugay D.V. Components of the total power losses in three-phase energy supply systems with symmetric sinusoidal voltage source	28

Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomiyev O.O. Neuro-system of aiming and stabilizing with a regulator on the basis of standard model Model Reference Controller.....	35
Lobov V.I., Lobova K.V. Method of determining the start time of induction motors in the control of resistor-thyristor modules.....	40
Khrestin R.N. Modeling parameters of arc of electric arc furnace.....	45

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Voloncevich D.O., Barbashova M.V., Sabokar O.S. Analysis of electromagnetic process in combined inductor systems, as tools for straightening of modern car.....	49
Pelevin D.Ye. Screening magnetic fields of the power frequency by the walls of houses.....	53
Rozov V.Yu., Kvytsynskyi A.A., Dobrodeyev P.N., Grinchenko V.S., Erisov A.V., Tkachenko A.O. Study of the magnetic field of three phase lines of single core power cables with two-end bonding of their shields.....	56

Power Stations, Grids and Systems

Domanskyi I.V. Development of methods of calculation of traction power supply systems and energy systems feeding them.....	62
Shevchenko S.Yu. A method of determining the ability of the arrester to absorb energy without breaking the heat balance.....	69

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – передплатне видання. Вартість передплати на 2016 рік – 281,10 грн., на два місяці – 46,85 грн., на чотири місяці – 93,70 грн., на шість місяців – 140,55 грн., на вісім місяців – 187,40 грн., на десять місяців – 234,25 грн. Передплатний індекс: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

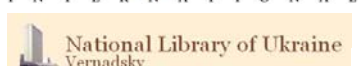
Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано постановою президії ВАК України від 10 лютого 2010 р. № 1-05/1. 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 (nbuv.mon.gov.ua) в розділі "Наукова періодика України", а також на офіційному сайті журналу (eie.khpi.edu.ua).

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 міжнародних наукометричних базах даних Index Copernicus, Російський Індекс Научного Цитування – РИИЦ (ELIBRARY), Google Scholar, та входить до баз даних EBSCO, DOAJ, OpenAIRE, Elektronische Zeitschriftenbibliothek та ін.



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

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 27: ПОРТРЕТ ХАРЬКОВСКОГО МАТЕМАТИКА НАУМА ИЛЬИЧА АХИЕЗЕРА

Наведено короткий науково-історичний нарис про відомого математика Харківщини – член-кореспондента АН УРСР Ахизера Н.І. і його видатний внесок в світову математичну науку. Бібл. 19, рис. 1.

Ключові слова: історія, математика, Харківщина, видатні наукові досягнення.

Приведен краткий научно-исторический очерк об известном математике Харьковщины – член-корреспонденте АН УССР Ахизере Н.И. и его выдающемся вкладе в мировую математическую науку. Библ. 19, рис. 1.

Ключевые слова: история, математика, Харьковщина, выдающиеся научные достижения.

Введение. В [1] были описаны портреты выдающихся математиков современности – украинских и российских академиков Погорелова А.В., Марченко В.А. и Садовниченко В.А., имеющих прямое отношение к Харьковщине и такому ведущему научному и учебному центру Украины как г. Харьков. Многие десятилетия «лицом» Харьковской математической школы был наш известный земляк – д.-ф.м.н., профессор, член-корреспондент АН УССР (с 1934 года) Наум Ильич Ахизер [2]. Этот преданный математике ученый свою основную творческую и научно-педагогическую жизнь провел в стенах Харьковского государственного университета (ХГУ) им. В.Н. Каразина. Он стал знаковой для интеллигентного облика Харьковщины (Слобожанщины) фигурой [3]. Поэтому пройти мимо такой человеческой фигуры при рассмотрении научных достижений выдающихся харьковских математиков просто невозможно. В этой связи постараемся ниже в форме короткого научно-исторического очерка на основе известных литературных источников приоткрыть для широкого круга читателей некоторые «страницы» из жизни и трудовой деятельности данного творца математических истин и теорий функций.

1. Основные этапы жизненного и творческого пути харьковского математика. Родился Ахизер Н.И. 6 марта 1901 года в г. Черикове Могилевской губернии (ныне Белоруссия), входившей тогда в состав Российской империи, в семье земского врача Ильи Александровича и его жены Натальи Григорьевны Ахизеров [3]. Занимался в классической гимназии г. Мстиславля, где получил хорошее среднее образование с владением немецким и французским языками, а также латынью. В этой гимназии прекрасно преподавали и математику, которую он полюбил на всю жизнь. В 1924 году окончил математическое отделение Киевского института народного образования со сроком обучения 3 года [4]. В 1925 году поступил в аспирантуру к проф. Д.А. Граве, ставшему одним из основателей алгебраической школы в СССР. Во время учебы в аспирантуре занимался теорией функций комплексного переменного и ее приложениями в задачах аэрогидродинамики. В 1928 году он защитил кандидатскую диссертацию «*Аеродинамічні дослідни*», в которой им была впервые получена формула для конформного отображения двухсвязной области, ограниченной многоугольником, на круговое кольцо, а также обобщена теория российского математического мэтра С.А. Чаплыгина о колебании крыла самолета с постоянной циркуляцией на случай крыла конечного размаха [5, 6]. В период 1928-1933 гг. преподавал одновременно в Киевском университете и Киевском авиационном институте. С 1933 года по 1941 год был

преподавателем (с 1940 года – профессором) ХГУ им. В.Н. Каразина. В 1936 году без защиты докторской диссертации Н.И. Ахизер (рис. 1) по сумме результатов своих исследований в области теории функций, наименее уклоняющихся от нуля, стал доктором физико-математических наук [6]. При этом для сравнения таких процедур получения ученых степеней доктора в 1930-е годы с досоветским периодом интересно отметить тот один факт, что у известного харьковского математика С.Н. Бернштейна (в 1929 году он стал академиком АН СССР и переехал на постоянное местожительство в г. Ленинград) официальными оппонентами на защите его докторской диссертации в Парижском университете (1904 год) были всемирно известные математики Жак Адамар (1865-1963 гг.) и Огюст Пикар (1856-1941 гг.) [4].



Рис. 1. Выдающийся математик XX века, д.-ф.м.н., проф., чл.-корр. АН УССР Наум Ильич Ахизер (1901-1980 гг.)

В этот период деятельности научные результаты Н.И. Ахизера относятся к теории приближений, теории функций комплексного переменного, гидромеханике и теории сингулярных интегральных уравнений.

В период военного лихолетья и эвакуации (1941-1943 гг.) он преподавал в Алма-Атинском горном институте (Казахстан). В период 1943-1947 гг. – в Московском энергетическом институте (МЭИ). С 1947 года и до конца своей жизни (умер 3 июня 1980 года) Ахизер Н.И. проработал в ХГУ им. В.Н. Каразина (со временем ставшим Харьковским национальным университетом), занимая на механико-математическом факультете должности профессора, заведующего кафедрой теории функций и позже кафедрой математической физики. Талант педагога и лекторское мастерство снискали ему славу в ряде харьковских вузов [5]. Своим вниманием в вопросах формирования матема-

© М.И. Баранов

тических коллективов и воспитания своих последователей-единомышленников не обошел он и Харьковский политехнический институт (ХПИ) [5]. Не один год он возглавлял в ХПИ кафедру теоретической и математической физики. Кроме того, им была организована в ХПИ новая кафедра прикладной математики, которой он руководил с 1947 года по 1955 год [5].

Важным этапом в творческой деятельности блестящего харьковского математика, проф. Ахиезера Н.И. была его работа в Научно-исследовательском институте (НИИ) математики и механики при ХГУ (этот НИИ был организован еще в 1920 году профессорами С.Н. Бернштейном и Д.М. Синцовым на физико-математическом факультете Харьковского университета, переименованного тогда в Академию теоретических знаний), директором которого он был в период 1935-1950 гг. [1, 2]. Известно, что в данном НИИ реально был собран и сконцентрирован весь тогдашний «цвет» Харьковских математических школ, включающих *научные школы геометрии, математической физики и теории функций* [1, 7]. Именно НИИ математики и механики при ХГУ фактически «породил» прославившихся в дальнейшем на весь научный мир математиков г. Харькова – академиков АН УССР (НАН Украины) и АН СССР (Российской АН) Погорелова А.В. и Марченко В.А. [1, 7]. Дополнительно к этому укажем, что на протяжении многих лет проф. Ахиезер Н.И. был президентом Харьковского математического общества, созданного еще в далеком 1879 году [1, 5].

Серьезным жизненным этапом и важной проверкой собственных моральных позиций для проф. Ахиезера Н.И. оказалось послевоенное время, связанное с активным развертыванием с августа 1945 года в бывшем СССР грандиозных научно-технических работ в рамках Атомного проекта СССР и соответственно создания в противовес США отечественной атомной бомбы [8]. В это время он трудился в МЭИ (г. Москва) на учебной «ниве» и научный руководитель этого секретного проекта, академик АН СССР Курчатов Игорь Васильевич попытался привлечь его к выполнению ряда важных работ в рамках данного суперпроекта. Проф. Ахиезеру Н.И., которого за математические знания высоко ценил академик Курчатов И.В., предлагалось возглавить все математические расчеты по создаваемой атомной бомбе [8]. Наш земляк категорически отказался от такого предложения, сулившего для него как немалые материальные блага, так и дальнейший карьерный академический рост. Об этом событии в своих воспоминаниях говорил ранее родной брат Наума Ильича – выдающийся украинский физик-теоретик, академик УССР и НАНУ Александр Ильич Ахиезер [9, 10]. Отказался по нравственным соображениям. Для него тяжелый груз, ложившийся при его участии в подобных работах на совесть, оказался не совместимым с его моралью. Вот отсюда самим собою и следуют ответы на возможные наши вопросы: почему фактически прервалась после этого его академическая карьера и почему он не стал в советское время действительным членом АН УССР или АН СССР? От последовавшего в 1960-е годы предложения баллотироваться в члены АН СССР Ахиезер Н.И. отказался в пользу талантливого и перспективного математика С.М. Никольского, который и поныне (перешагнув возраст 105 лет!) успешно трудится в Отделении математических наук РАН [9]. Каким же прозорливым все же оказался наш земляк-математик!

В математике проф. Ахиезер Н.И. специализировался в области конструктивной теории функций и теории приближений [3, 5]. Много внимания он уделил развитию идей признанных в мире российских и украинских математиков (в частности, П.Л. Чебышева и С.Н. Бернштейна) в теории наилучших приближений и аппроксимаций [3, 7]. Проф. Ахиезеру Н.И. принадлежат также известные математические работы по теории функций, функциональному анализу, интегральным уравнениям, приближенным и численным методам, аэродинамике и истории математики [3, 4].

Государственными и научными наградами за творческий труд нашей страны (как СССР, так и Украины) проф. Н.И. Ахиезера, надо сказать прямо, не баловали. Ему лишь в 1948 году АН СССР была присуждена премия им. П.Л. Чебышева (за научную монографию «Лекции по теории аппроксимаций») [4, 5].

2. Основные достижения харьковского математика. Научную известность проф. Н.И. Ахиезеру принесли его работы по теории функций и математической физике [6, 7]. Постараемся ниже на основе материалов ряда работ [6, 11 – 18] сформулировать основные фундаментальные результаты, полученные проф. Н.И. Ахиезером в указанных областях математики:

- предложен новый подход при решении экстремальных проблем в области классической математической тематики Чебышева – Золотарева – Маркова, основанный на идеях и методах теории функций комплексного переменного. Выдвинутая им идея применения в данных вопросах наряду с классическими чебышевскими методами метода конформных отображений позволила по-новому представить функции, наименее уклоняющиеся от нуля;

- решена задача о полиноме с тремя фиксированными коэффициентами, наименее уклоняющемся от нуля на заданном интервале его изменения;

- решена задача о наилучшем приближении полиномами некоторых специальных функций на системе из двух интервалов;

- разработан аналитический метод для решения так называемой третьей проблемы Чебышева о наилучшем приближении на интервале изменения данного многочлена рациональными функциями с некоторыми естественными ограничениями на степень их числителя и знаменателя. Данный метод позволил в общем случае написать в явном виде алгебраическое уравнение для определения наименьшего уклонения;

- исследована природа оригинального аппарата разложений в непрерывную дробь функций, содержащих интегралы в показателях, с помощью которого известный российский математик, академик А.А. Марков получил алгоритмы для эффективного решения многих задач, связанных с так называемой *L*-проблемой моментов (совместно с М.Г. Крейном);

- введено понятие чебышевского множества применительно к целым функциям конечной степени и задачам теории аппроксимаций, что позволило существенно дополнить и развить научные результаты известного украинского математика, академика С.Н. Бернштейна в этой математической области, а также сформулировать некоторые новые общие принципы нахождения решения экстремальных задач и доказательств единственности их решений;

- выполнено обобщение известного неравенства С.Н. Бернштейна для производной целой функции

конечной степени. Произведено распространение данного неравенства на весьма общие классы многозначных функций (совместно с Б.Я. Левиным);

- впервые в теории функций обнаружена справедливость теоремы С.Н. Бернштейна для весьма широкого класса майорант не нулевого, а первого рода;

- обобщено доказательство теоремы Холла и решена фундаментальная проблема Бернштейна. Это стало возможным благодаря использованию в этих случаях не приближения полиномами искомого решений соответствующих математических задач, а приближения их целыми функциями конечной степени;

- развита теория сингулярных интегральных уравнений и обобщены сингулярные преобразования Гильберта для функций, заданных на системе интервалов их изменения. Доказана унитарность таких обобщенных преобразований Гильберта;

- впервые получены точные аналитические решения спаренных интегральных уравнений;

- найдены эффективные формулы обращения для класса сингулярных интегралов со специальными ядрами, примененные в дальнейшем для точного решения задач дифракции электромагнитных волн на различных физических телах и препятствиях;

- развиты математические методы исследования асимптотического поведения многочленов, ортогональных по отношению к некоторому весу функций;

- на основе методов римановой теории алгебраических функций разработан новый подход, позволивший преодолевать математические трудности, возникающие при обращении веса функций в нуль на одном или нескольких интервалах их изменения;

- установлена прямая математическая связь обратных задач спектрального анализа для конечнозонных потенциалов с методами алгебраической геометрии, позволившая решать многие сложные задачи математической физики применительно к новым потребностям науки и современной техники.

Вот тот далеко неполный перечень значимых для математического сообщества научных результатов, полученных проф. Н.И. Ахиезером за многие годы его активного труда в различных областях математики. Причем, таких результатов, которыми может гордиться любой уважающий себя математик и которые вошли в анналы мировой математической науки [6, 17].

3. Особенности личности и образа жизни харьковского математика. К научному творчеству и жизни нашего героя-математика проф. Н.И. Ахиезера вполне может быть применено известное латинское изречение [19]: «*Per aspera ad astra*» («*Через тернии к звездам*»). Всю свою жизнь он активно утверждал для окружающих себя людей и общества в целом приоритеты знания, науки, образования и культуры. Свои научные вершины он как истинный ученый упорно покорял в сомнениях и терзаниях. Покорял их неустанным трудом, обтачивающим до блеска многосторонние грани его математического таланта. Чужих идей он не заимствовал и не воровал. Считал это оскорбительным занятием, унижающим человеческое достоинство. Да и вполне хватало своих. Очевидцы и ученики Наума Ильича в своих воспоминаниях отмечают, что в общении с людьми вел он себя весьма аристократично, всегда держался с чувством большого достоинства и «цену» себе как интеллигент старой

закалки знал [18]. Он не любил громких слов и красноречия. Часто высказывался запоминающимися надолго выразительными фразами. Например, своим коллегам о возможных подходах к решению новых проблемных задач говорил [18]: «*Прежде, чем решать задачу, ее нужно хорошо помять в руках*». Наум Ильич высоко ценил в людях честность, порядочность и принципиальность [18]. Как и многие из нас недолюбливал чиновников за бюрократические придирки и в этом случае говорил [18]: «*Не нужно дразнить гусей*». Математики (особенно харьковские), с которыми он контактировал по работе и совместным исследованиям, испытывали на себе благотворное и доброжелательное влияние Наума Ильича [18]. От него исходили, как мы говорим сегодня, положительные флюиды. Поддержка в правом деле была от него гарантирована всегда. Вокруг него и в его трудовых коллективах всегда царил творческая атмосфера. Особенно поддерживал он способных и талантливых ученых [18]. Его поощрительное отношение вдохновляло многих математиков на новую творческую работу. К преподаванию в школе и вузе относился как к творчеству и искусству [18]. Он по-отцовски заботился о дальнейшем развитии Харьковской математической школы и приобщении к ней новой талантливой молодежи [17]. По его инициативе в г. Харькове была создана знаменитая физико-математическая школа №27 (ныне она трансформировалась в физико-математический лицей №27) [9, 18]. По свидетельству многих Наум Ильич был замечательным педагогом [18]. Ему были близки дух и классические традиции просвещения. Его родной младший брат Александр Ильич Ахиезер (1911-2000 гг.) [10], ставший всемирно известным физиком-теоретиком и имя которого сейчас носит Институт теоретической физики ННЦ «Харьковский физико-технический институт» НАН Украины, с благодарностью и теплотой вспоминал о той большой роли, которую сыграл Наум Ильич в его математическом образовании [18]. В 1960-е годы он стал одним из организаторов ряда математических отделов и в дальнейшем знаменитого Математического отделения в Физико-техническом институте низких температур им. Б.И. Веркина НАН Украины, ставшего в настоящее время ведущим научным центром Украины в области математических исследований [17, 18]. В быту он был прост и неприхотлив. Когда дома оставался один (при отъездах жены вне г. Харькова), то никогда не пытался использовать своих молодых аспирантов на механико-математическом факультете ХГУ для приготовления себе домашней еды (а как многие из них в то время, находясь на университетских кафедрах, просто мечтали об этом «счастье») [9]. Он, как истинный интеллигент, не мог сказать своей аспирантке «*сварите мне сегодня, милочка, обед*», а шел в этих случаях в ближайший магазин и покупал себе для супа быстрорастворивающиеся гречневые брикеты [9]. Даже в таких домашних мелочах у него проявлялся джентльменский подход к жизни и людям: «*отдавать больше, а брать меньше*». Много ли среди нас найдется людей, реально применяющих такой жизненный подход?

Сегодня существует Фонд им. Н.И. Ахиезера, поддерживающий как духовно, так и материально молодые математические дарования Харьковщины. Данный Фонд присуждает молодым харьковским

математикам ежегодные стипендии им. Наума Ильича Ахиезера. Пусть наша молодежь (да и не только она) всегда помнит и чтит своих выдающихся ученых и признанных учителей, одним из которых был украинский математик и наш земляк Н.И. Ахиезер!

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 26: Три портрета всемирно известных математиков Харьковщины // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2015. – №3. – С. 3-13.
2. http://gazeta.zn.ua/SCIENCE/abstraktnyy_mir_v_realnosti.html.
3. https://ru.wikipedia.org/wiki/Ахиезер,_Наум_Ильич.
4. <http://easymath.com.ua/greatmathone>.
5. <http://kharkov.vbelous.net/politex1/ahiezer.htm>.
6. Крейн М.Г., Левин Б.Я. Наум Ильич Ахиезер (к шестидесятилетию со дня рождения) // *Успехи математических наук*. – 1961. – т.16. – вып. 4 (100). – С. 223-234.
7. <http://pomnipro.ru/memorypage12627/biography>.
8. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 1. – Х.: НТМТ, 2011. – 311 с.
9. <http://timeua.info/040311/36156.html>.
10. https://ru.wikipedia.org/wiki/Ахиезер,_Александр_Ильич.
11. Ахиезер Н.И. Лекции по вариационному исчислению. – М.: Гостехиздат, 1955. – 248 с.
12. Ахиезер Н.И. Лекции по теории аппроксимаций. – М.: Наука, 1965. – 407 с.
13. Ахиезер Н.И., Глазман И.М. Теория линейных операторов в гильбертовом пространстве. – М.: Наука, 1966. – 543 с.
14. Ахиезер Н.И. Элементы теории эллиптических функций. – М.: Наука, 1970. – 304 с.
15. Ахиезер Н.И. Лекции об интегральных преобразованиях. – Х.: Вища школа, 1984. – 120 с.
16. Ахиезер Н.И. Избранные труды по теории функций и математической физике. В 2-х т. – Х.: Акта, 2001. – 786 с.
17. Марченко В.А. Наум Ильич Ахиезер // *Universitates. Наука и просвещение*. – 2001. – №3. – С. 42-46.
18. Рофе-Бекетов Ф.С. Мои воспоминания о Науме Ильиче Ахиезере // *Universitates. Вершины*. – 2011. – №1. – С. 50-56.
19. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.

REFERENCES

1. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 26: Three portraits of worldwide known mathematicians of Kharkov region. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.3, pp. 3-13. (Rus).
2. Available at: http://gazeta.zn.ua/SCIENCE/abstraktnyy_mir_v_realnosti.html. (accessed 21 May 2012). (Rus).
3. *Akhiezer Naum Il'ich* (Akhiezer Naum Il'ich) Available at: https://ru.wikipedia.org/wiki/Akhiezer,_Naum_Il'ich (accessed 15 June 2012). (Rus).
4. Available at: <http://easymath.com.ua/greatmathone> (accessed 10 April 2014). (Rus).
5. Available at: <http://kharkov.vbelous.net/politex1/ahiezer.htm> (accessed 12 May 2011). (Rus).
6. Krein M.G., Levin B.J. Naum Il'ich Akhiezer (on his 60th birthday). *Uspеhi matematicheskikh nauk – Successes of mathematical sciences*, 1961, vol.16, no.4 (100), pp. 223-234. (Rus).
7. Available at: <http://pomnipro.ru/memorypage12627/biography> (accessed 23 July 2013). (Rus).
8. Baranov M.I. *Antologіia vydayushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografіia v 2-kh tomakh. Tom 1.* [An anthology of outstanding achievements in science and technology: Monographs in 2 vols. Vol.1]. Kharkov, NTMT Publ., 2011. 311 p. (Rus).
9. Available at: <http://timeua.info/040311/36156.html> (accessed 18 September 2013). (Rus).

10. *Akhiezer Aleksandr Il'ich* (Akhiezer Aleksandr Il'ich) Available at: https://ru.wikipedia.org/wiki/Akhiezer,_Aleksandr_Il'ich (accessed 15 June 2012). (Rus).

11. Akhiezer N.I. *Lektsii po variatsionnomu ischisleniiu* [Lectures on the calculus of variations]. Moscow, Gostekhizdat Publ., 1955. 248 p. (Rus).

12. Akhiezer N.I. *Lektsii po teorii approksimatsii* [Lectures on the theory of approximations]. Moscow, Nauka Publ., 1965. 407 p. (Rus).

13. Akhiezer N.I., Glazman I.M. *Teoriia lineinykh operatorov v gil'bertovom prostranstve* [Theory of linear operators in Hilbert space]. Moscow, Nauka Publ., 1966. 543 p. (Rus).

14. Akhiezer N.I. *Elementy teorii ellipticheskikh funktsii* [Elements of the theory of elliptic functions]. Moscow, Nauka Publ., 1970. 304 p. (Rus).

15. Akhiezer N.I. *Lektsii ob integral'nykh preobrazovaniakh* [Lectures on integral transforms]. Kharkov, Vyshcha shkola Publ., 1984. 120 p. (Rus).

16. Akhiezer N.I. *Izbrannye trudy po teorii funktsii i matematicheskoi fizike. V 2 tomah* [Selected papers on the theory of functions and mathematical physics. In 2 volumes]. Kharkov, Akta Publ., 2001. 786 p. (Rus).

17. Marchenko V.A. Naum Il'ich Akhiezer. *Universitates. Nauka i prosveshchenie – Universitates. Science and education*, 2001, no.3, pp. 42-46. (Rus).

18. Rofo-Beketov F.S. My memories of Naum Il'ich Akhiezer. *Universitates. Vershiny – Universitates. Tops*, 2011, no.1, pp. 50-56. (Rus).

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

Postynula (received) 09.04.2015

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

Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
tel/phone +38 057 7076841, e-mail: eft@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 27: Portrait of the Kharkov mathematician Naum Il'ich Akhiezer.

Purpose. Description in brief of basic scientific achievements, features of personality and way of life of the known Kharkov mathematician Akhiezer N.I. **Methodology.** Existent scientific approaches for treatment and systematization of mathematical knowledges. Methods of historical method at research of development in society of such sections of mathematics as a theory of functions, functional analysis and integral equations.

Results. Short information is presented about the basic creative and vital stages, and also fundamental scientific achievements indicated prominent mathematicians of the 20-th century. Some personal qualities of this remarkable Kharkov mathematician, leaving about itself kind memory for thankful descendants are described. **Originality.** First a scientist-electro-physicist for the wide circle of readers imagined a short scientifically-historical essay on the known mathematician of contemporaneity, being based on his scientific labours and published materials about him. **Practical value.** Scientific popularization of the known Kharkov mathematician and his achievements in the area of theory of functions and mathematical physics. Next philosophical reminder a wide reader on the example of life and prominent scientific results of labour of one known human personality about incessant in society connection of times and generations. References 19, figures 1.

Key words: history, mathematics, Kharkov region, distinguished scientific achievements.

В.И. Милых, Н.В. Полякова

**АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ФОРМИРОВАНИЕ РАСЧЕТНЫХ МОДЕЛЕЙ
ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ ДЛЯ ПРОГРАММНОЙ СРЕДЫ FEMM**

Представлені принципи автоматизованого формування графічної і фізичної моделей турбогенераторів на алгоритмічній мові Lua для розрахунку їх магнітних полів і параметрів у програмному середовищі пакету FEMM. Можливості складеного скрипту Lua демонструються на прикладі реального турбогенератора. Бібл. 4, рис. 15.

Ключові слова: програма FEMM, метод скінчених елементів, турбогенератор, графічні та фізичні моделі, автоматизоване формування, Lua скрипт.

Представлены принципы автоматизированного формирования графической и физической моделей турбогенераторов на алгоритмическом языке Lua для расчета их магнитных полей и параметров в программной среде пакета FEMM. Возможности составленного скрипта Lua демонстрируются на примере реального турбогенератора. Библ. 4, рис. 15.

Ключевые слова: программа FEMM, метод конечных элементов, турбогенератор, графические и физические модели, автоматизированное формирование, Lua скрипт.

Введение. Существуют программные продукты для численных расчетов магнитных полей (МП) различных электротехнических устройств. Программы позволяют учитывать достаточно точно реальную геометрию устройств, а также нелинейные магнитные свойства ферромагнитных сердечников. Среди таких продуктов широкое распространение получила программа FEMM [1], основанная на методе конечных элементов и ориентированная на расчет двухмерных МП. Этого достаточно для электрических машин (ЭМ) классической конструкции, имеющих плоскопараллельное МП в пределах активной части.

Имеющиеся программные продукты уже не требуют от пользователя разработки каких-либо математических моделей. Достаточно следовать инструкциям при построении *графических моделей*, отображающих конструкцию ЭМ, а также *физических моделей*, отображающих свойства материалов, токи обмоток и параметры постоянных магнитов. Аналогично, надо следовать инструкциям при извлечении результатов расчета МП и их последующем использовании.

При эксплуатации программы FEMM обусловленные действия выполнялись и еще выполняются «вручную». Наибольшие затраты времени требуют формирование графических и физических моделей и преобразование результатов расчетов в форму, удобную для использования в процессе проектирования и исследования ЭМ. Это обуславливает низкую производительность расчетчиков и часто становится препятствием ввиду необходимости освоения большого объема инструкций и ошибок при следовании им.

Эти проблемы становятся еще серьезней при многовариантных расчетах МП и электромагнитных параметров ЭМ, что необходимо для варьирования токами их обмоток, геометрией и размерами, взаимным положением неподвижных и подвижных частей.

Проблемы можно преодолеть посредством автоматизации построения графических и физических моделей ЭМ, управления процессом расчета и перебора параметров, а также извлечения, обработки и приведения в необходимую для дальнейшего использования форму результатов. Такие возможности пользователям программы FEMM предоставляет интегри-

рованный в нее алгоритмический язык Lua. И задача теперь заключается в написании соответствующего комплекса программ (скриптов). Эта задача весьма сложна, так как требует комплексного владения знаниями в областях ЭМ, программирования и теории МП. Но эта задача вполне окупаема, так как программа пишется один раз, а используется бесчисленное число раз и любым количеством пользователей.

Для обеспечения высокой эффективности расчетов МП и электромагнитных параметров ЭМ в среде FEMM, нами разработан комплекс скриптов Lua. Эти программы позволяют многократно повысить производительность расчетчиков, а также обеспечивают возможность получения таких параметров и характеристик ЭМ, которые практически невозможно получить в «ручном» режиме работы с программой FEMM.

Цель работы. Все программы показать в одной статье не представляется возможным. Поэтому целью данной работы является представление принципов составления скрипта Lua для автоматизированного формирования графической и физической моделей турбогенератора (ТГ) – одного из наиболее крупных и ответственных представителей семейства ЭМ [2].

Требованием к такой программе является ее универсальность, с точки зрения варьирования геометрией и размерами проектируемых ТГ, при минимуме вводимой информации – и только в числовой форме.

Объект исследования. Для иллюстраций взяли ТГ мощностью 340 МВт. Его электромагнитная система представлена на рис. 1 поперечным сечением.

Здесь разной штриховкой стержней в пазах статора показаны фазные зоны его обмотки: $A-A'$, $B-B'$ и $C-C'$. При построениях моделей ТГ используется прямоугольная система координат x , y и принято: МДС фазной обмотки $A-A'$ и продольная ось ротора d ориентированы по оси y (при дальнейших расчетах ротор может вращаться); с осью x совпадают оси симметрии двух пазов статора. Но, в зависимости от относительного укорочения обмотки статора β_s , возможно расположение по оси x и зубцов статора [3]. Это регулируется в программе посредством ширины фазной зоны обмотки статора (в зубцовых делениях)

© В.И. Милых, Н.В. Полякова

$$z_s = q_s + \tau_p \cdot (1 - \beta_s). \quad (1)$$

Здесь используются число пазов на полюс и фазу и полюсное деление статора (в зубцовых делениях)

$$q_s = \frac{Q_s}{2 \cdot p \cdot m_s}; \quad \tau_p = \frac{Q_s}{2 \cdot p}, \quad (2)$$

где m_s, p, Q_s – числа фаз, пар полюсов и пазов статора.

Если z_s – нечетное число, то по оси x на статоре будет располагаться пазы, если четное – то зубцы.

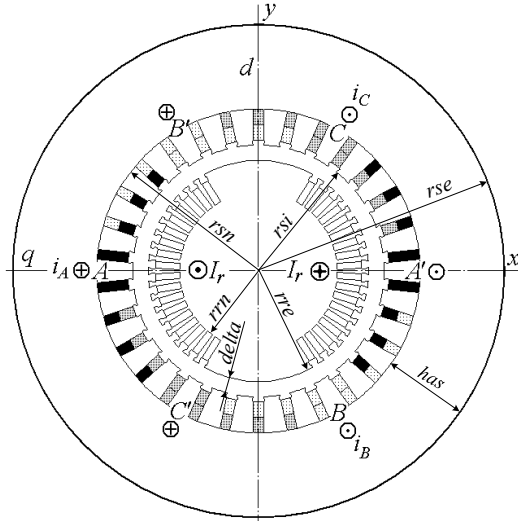


Рис. 1. Модель электромагнитной системы ТГ

Общая характеристика скрипта Lua. Тексты файлов скриптов и файлов данных можно писать в редакторе Блокнот. В строках этих файлов все после двойного дефиса (--) программа воспринимает как комментарии и для работы не использует.

В скриптах базовой является команда задания параметров новой *Задачи*: ее тип (МП или другое), единицы измерения размеров, глубина (активная длина) по аксиальной оси, тип координат, точность и т.д.

Построение графических моделей посредством Lua основано на командах расстановки *узлов* – координатных точек (x, y) . На их основе своими командами строятся *прямые отрезки* и *дуги*. В образующихся замкнутых подобластях – *блоках* ставятся их метки, через которые им приписываются физические свойства. Они задаются отдельными командами, в которых указываются все необходимые параметры материалов, токов, треугольников конечно-элементной структуры и др. Есть также свои команды для выбора и расстановки *граничных условий*. Перечисленные выше объекты можно объединять в нумерованные *группы* и оперировать со всеми объектами группы сразу.

Lua, как и другие языки программирования, позволяет создавать функции и процедуры, оперировать с циклами, условными операторами, делать вычисления по формулам, стандартным функциям: *ceil* – целая часть результата; *sqrt* – корень квадратный; *sin, cos, tan, atan* – синус, косинус, тангенс, арктангенс и др.

Для тригонометрических функций углы надо задавать в радианах, а при построении геометрических объектов Lua оперирует углами в градусах.

Скрипты вызываются (запускаются) из рабочего окна в FEMM «кнопкой» *Open Lua Script* в меню *File*.

Конструкторская модель турбогенератора.

Представим исходные параметры ТГ, которые задаются в файле данных для полного формирования графической и физической моделей ТГ. Далее используемые величины обозначены так, чтобы это соответствовало правилам идентификации в скрипте Lua.

К исходными схемно-конструктивным параметрам ТГ (рис. 1) относятся: *rre, rsi* – радиусы окружностей по поверхностям сердечников: внешней ротора и расточки статора; *has* – высота спинки сердечника статора; *p, ms* – числа пар полюсов и фаз; *Qs, Ncs, as, bss* – числа пазов, эффективных проводников в стержнях и параллельных ветвей, относительное укорочение шага обмотки статора (β_s); *Qr, Qru, Ncr* – числа пазов ротора обмотанных и условно-полное, а также эффективных проводников в пазу; *la* – активная длина статора; *dsl* – толщина листов его сердечника.

Кроме названного, детализации требуют зубцово-пазовые структуры статора и ротора, общепринятые формы пазов которых с обозначением необходимых размеров и опорных точек даны на рис. 2 и рис. 3.

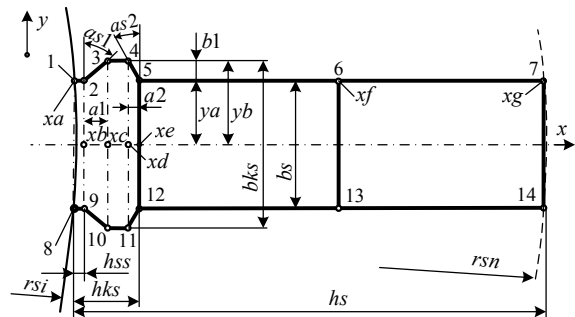


Рис. 2. Конструкция паза статора

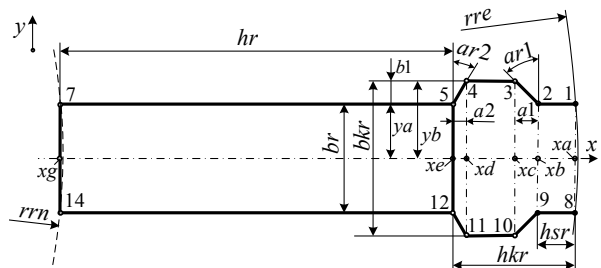


Рис. 3. Конструкция паза ротора

Паз статора имеет обозначения (выделены на рис. 2): *hs, bs* – высоты и ширина; *hss* – высота шлица; *hks, bks* – высота и ширина выемок под клин; *as1, as2* – 1-ый и 2-ой углы их скоса. Для паза ротора приняты обозначения (рис. 3): *hr, br* – высота и ширина; *hsr* – высота шлица; *hkr, bkr* – высота и ширина выемок под клин; *ar1, ar2* – 1-ый и 2-ой углы их скоса.

На основе перечисленных исходных данных вычисляются еще параметры графической модели: $rse = rsi + hs + has$ – внешний радиус сердечника статора; $delta = rsi - rre$ – воздушный зазор; $ts = 2 \cdot \pi \cdot rsi / Q_s$ – пазовый шаг по расточке статора; $tr = 2 \cdot \pi \cdot rre / Q_r$ – пазовый шаг по поверхности ротора; $t_{sa} = 360 / Q_s$ – пазовый шаг статора (в градусах); $t_{ra} = 360 / Q_r$ – пазовый шаг ротора (в градусах); $bts = ts - bs$ – ширина зубца статора по его поверхности; $btr = tr - br$ – ширина зубца ротора по его поверхности;

$rsn = \sqrt{x^2 + y^2}$ – радиус статора по углам дна паза, где $x = bs/2$; $y = hs + \sqrt{rsi^2 - x^2}$;
 $rtn = \sqrt{x^2 + y^2}$ – радиус ротора по углам дна паза, где $x = br/2$; $y = \sqrt{rre^2 - x^2} - hr$;
 $bzs = 2 * \pi * rsn / Qs - bs$ – ширина основания зубца статора;
 $bzr = 2 * \pi * rtn / Qru - br$ – ширина основания зубца ротора;
 $qsp = Qs / (2 * ms * p)$ – число пазов ст-ра на полюс и фазу;
 $tp = Qs / (2 * p)$ – полюсный шаг в зубцовых делениях;
 $zs = \text{ceil}(qsp + tp * (1 - bss))$ – ширина фазной зоны статора по его крайним стержням в зубцовых делениях.

Координатные размеры элементов паза статора:
 $ya = bs/2$; $yb = bks/2$; $xa = \sqrt{rsi^2 - ya^2}$; $xb = xa + hss$;
 $xe = xa + hks$; $xf = xa + (hks + hs)/2$; $xg = xa + hs$; $b1 = yb - ya$;
 $a1 = b1 * \tan(as1)$; $xc = xb + a1$; $a2 = b1 * \tan(as2)$; $xd = xe - a2$.

Координатные размеры элементов паза ротора:
 $ya = br/2$; $yb = bkr/2$; $xa = \sqrt{rre^2 - ya^2}$; $xb = xa - hsr$;
 $xe = xa - hkr$; $xg = xa - hr$; $b1 = yb - ya$; $a1 = b1 * \tan(ar1)$;
 $xc = xb - a1$; $a2 = b1 * \tan(ar2)$; $xd = xe + a2$.

Электромагнитные свойства и параметры турбогенератора в его физической модели.

Магнитные свойства сердечников ТГ представляются их кривыми намагничивания – зависимостями магнитной индукции от напряженности магнитного поля, т.е. $B(H)$. Эти кривые вводятся в программу FEMM парами значений В и Н (по сути – таблицами), а затем используются программой автоматически.

В ТГ используются кривые намагничивания для ярма сердечника статора, для его зубцов и для сердечника ротора [2]. Условные имена кривых предварительно вводятся из общего файла исходных данных, также как и имена соответствующих им файлов, откуда берутся массивы кривых намагничивания. Приняты (произвольно) такие обозначения: St_j_st, St_z_st, St_rot – имена сталей для спинки и зубцов сердечника статора и для сердечника ротора; bhj, bhz, bhr – имена файлов с кривыми намагничивания для этих сталей.

Для учета насыщения магнитопровода вводятся: kFes – коэффициент заполнения сердечника статора с учетом пакетирования; kFer – коэффициент приведения длины ротора к полной длине сердечника статора.

После формирования расчетной модели ТГ возможен тестовый расчет его МП. Для этого вводятся: Ir – ток обмотки ротора; Is – действующее значение фазного тока статора; beta – угол сдвига между направлениями действия МДС обмоток ротора и статора в соответствии с принятой системой фазовых соотношений ТГ [4]; fs – частота напряжения и тока статора.

Расчет МП проводится на конечно-элементной структуре, которая генерируется программой FEMM автоматически. Для варьирования ею вводятся максимально допустимые размеры сторон треугольников: fe1, fe2, fe3, fe4, fe5, fe6, fe7 – в зазоре; в ярме, зубцах и пазах статора; в пазах, зубцах и бочке ротора.

Структура программы построения графической и физической моделей турбогенератора.

Основные логические части программы таковы:

1. Задание имени файла исходных данных.
2. Открытие этого файла и чтение из него данных.
3. Задание имени расчетной модели ТГ.
4. Расчет дополнительных параметров на основе исходных данных.

5. Создание магнитной Задачи и ее параметров.
6. Создание внешней поверхности сердечника статора.
7. Создание зубцово-пазовой структуры статора.
8. Создание зубцово-пазовой структуры ротора.
9. Дорисовка поверхностей больших зубов ротора.
10. Создание свойства материалов с магнитной проницаемостью воздуха.
11. Создание параметров сердечников – имен магнитных свойств магнитопровода.
12. Ввод кривых намагничивания сталей.
13. Подготовка фазных токов обмотки статора.
14. Подготовка параметров геометрической структуры обмотки статора.
15. Задание материала и токов в стержнях шести фазных зон обмотки статора.
16. Задание материала и токов в пазах ротора.
17. Задание магнитных свойств воздушного зазора.
18. Создание граничных условий Дирихле и назначение их внешней поверхности статора.
19. Задание материала для ярма сердечника статора.
20. Задание материала для зубцов сердечника статора.
21. В зависимости от укорочения обмотки статора и ширины фазной зоны статора (1) поворачивается или нет его зубцовая структура на ползубцового шага.
22. Задание материала для зубцов сердечника ротора.
23. Задание материала для бочки ротора.
24. Запоминание созданной модели турбогенератора.
25. Выполнение тестового расчета магнитного поля.
26. Переход к показу результатов расчета.

Файлы исходных данных для скрипта Lua.

Эти файлы могут начинаться со строк комментариев, которые не участвуют в работе программы, но при вводе информации главной программой должны быть прочитаны – «сняты» как текстовые строки.

Программой вводятся числовые исходные данные, либо текстовые строки в двойных кавычках (" ").

Единица измерения геометрических размеров указывается в данных для главного процессора программы FEMM – обычно принимаются миллиметры.

Для примера подачи информации в файле данных дадим только отдельные фрагменты исходных параметров из перечня, представленного выше.

Примеры исходных данных в файле D_TG340.txt:
 "TG340" -- name_TG - имя расчетной модели ТГ
 "18.04.2015" -- data_dan - дата составления данных

```

.....
1 -- p - число пар полюсов
3 -- ms - число фаз обмотки статора
30 -- Qs - число пазов статора
36 -- Qr - число пазов ротора обмотанных
52 -- Qru - число пазов ротора общее (условное)
637.5 -- rsi - радиус расточки статора
.....
0.8 -- bss – относит. укорочение обмотки статора
2206 -- Ir - значение тока возбуждения, А
11547 -- Is - действующее значение тока статора, А
-160.47 -- beta - значение угла бета, градус
.....
"St3" -- St_rot - имя стали для сердечника ротора
"bhr" -- bhr - имя файла с кривой намагнич. для St_rot
.....
8 -- fe1 - макс. размер треугольника в зазоре
25 -- fe2 - макс. размер треугольника в ярме статора
.....
  
```

Содержимое файла "bhr" с кривой намагничивания.
 --Сталь Ст3 - для ротора: пары значений В-Н (Тл,А/м)
 0.1 80 0.2 160 0.3 240 0.4 320 0.5 400 0.6 488 0.7
 584 0.8 682 0.9 792 1.0 924 1.1 1090 1.2 1290 1.3
 1590 1.4 2090 1.5 2890 1.6 4100 1.7 5700 1.8 8000
 1.9 13000 2.0 23500 2.1 42500 2.15 62000 2.2 95000
 2.25 132000 2.3 170000 2.35 209000 2.4 249000 0 0

Нулевую точку кривых намагничивания программа FEMM добавляет сама, а нули в конце файлов сигнализируют о конце вводимого массива кривой.

Скрипт Lua для формирования модели ТГ.
 Далее приводятся фрагменты программы, которая после ее вызова в среде FEMM формирует графическую и физическую модели ТГ и запускает программу FEMM на расчет МП.

В тексте скрипта Lua команды, начинающиеся с *mi_*, являются стандартными процедурами. Их описание можно найти через кнопку *Help* в рабочем окне FEMM, войдя затем в раздел *Lua Scripting*.

Приведем часто встречающиеся команды:

1) добавление: *mi_addnode(x,y)* – узел; *mi_addsegment(x1,y1,x2,y2)* – отрезок между узлами; *mi_addarc(x1,y1,x2,y2,angle,maxseg)* – дуга между узлами с опорным углом 'angle' из угловых сегментов размером 'maxseg'; *mi_addblocklabel(x,y)* – ярлык блока, где (x,y), (x1,y1) и (x2,y2) – координаты узлов;

2) выбор ближайших к точке (x,y) объектов: *mi_selectnode(x,y)* – узел; *mi_selectsegment(x,y)* – отрезок; *mi_selectarcsegment(x,y)* – дуга; *mi_selectlabel(x,y)* – ярлык блока; *mi_selectgroup(n)* – n-ая группа;

3) копирование: *mi_mirror(x1,y1,x2,y2,edit)* – выбранных объектов относительно линии, проходящей через точки (x1,y1) и (x2,y2), *edit* – действие редактирования: 0 – для узлов, 1 – отрезков, 2 – дуг, 3 – меток, 4 – групп; *mi_copyrotate(bx, by, angle, copies, edit)* – *copies* – столько раз с поворотом на угол *angle* относительно базовой точки *bx, by*; *edit* – см. выше;

4) очистка выделения всех ранее выбранных объектов: *mi_clearselected()*;

5) установка свойства материала конкретной подобласти – блока: *mi_setblockprop("blockname", automesh, meshsize, "incircuit", magdir, group, turns)*, где: "blockname" – имя ярлыка для магнитных свойств блока, *automesh* – выбор способа триангуляции конечных элементов, *meshsize* – ограничивающий размер элемента, "incircuit" – символ тока, *magdir* – направление намагничивания, *group* – номер группы, *turns* – число эффективных проводников с током.

В программе используется нумерация точек пазов статора и ротора, приведенная на рис. 2 и 3.

По ходу программы вставлены рисунки, показывающие результат ее выполнения на данный момент.

Текст программы.

```
name_prog="Lua_M_TG" --имя программы
F_dan="D_TG340.txt" --имя файла данных
f_d=openfile(F_dan,"r") --его открытие
--считывание двух строк заголовка
for i=1,2,1 do str=read(f_d,"*1") end
--Ввод данных из File_dan по имени f_d
name_TG=read(f_d, "*n", "*1")
data_dan=read(f_d, "*n", "*1")
```

```
p=read(f_d, "*n", "*1") ms=read(f_d, "*n", "*1")
Qs=read(f_d, "*n", "*1") Qr=read(f_d, "*n", "*1")
Qru=read(f_d, "*n", "*1") rsi=read(f_d, "*n", "*1")
-----
bss=read(f_d, "*n", "*1") Ir=read(f_d, "*n", "*1")
Is=read(f_d, "*n", "*1") beta=read(f_d, "*n", "*1")
-----
-- имя стали для сердечника ротора
St_rot=read(f_d, "*n", "*1")
-- файл с кривой намагнич.для St_rot
bhr=read(f_d, "*n", "*1")
-----
fel=read(f_d, "*n", "*1")
fe2=read(f_d, "*n", "*1")
-----
-- Досчет геометрических параметров
gr=Pi/180 --коэф.из градусов в радианы
rse=rsi+hs+has delta = rsi-rre
rd=rre+delta/2 ts =2*Pi*rsi/Qs
tr=2*Pi*rre/Qru tsa =360/Qs
tra=360/Qru bts = ts-bs btr = tr-br
x=bs/2 y=hs+sqrt(rsi*rsi-x*x)
rsn=sqrt(x*x+y*y)
x=br/2 y=-hr+sqrt(rre*rre-x*x)
rrn=sqrt(x*x+y*y) bzs=2*Pi*rsn/Qs-bs
bzs=2*Pi*rrn/Qru-br qsp=Qs/(2*ms*p)
tp=Qs/(2*p) zs=ceil(qsp+tp*(1-bss))
closefile(f_d)--закрытие файла данных
--Создаем функцию для ввода кривых
--намагничивания В(Н) для сердечников
function get_B_H(bh_name, Steel_name, dsl, kFe)
--материал участка магнитопровода
mi_addmaterial(Steel_name, 0, 0, 0, 0, dsl, 0, kFe, 0, 0)
--открытие файла с кривой В(Н)
B_H = openfile(bh_name .. ".txt", "r")
str=read(B_H, "*1") --снятие заголовка
repeat --повтор ввода по условию
B,H=read(B_H, "*n", "*n") --чтение В и Н
--добавление точки кривой В(Н) в FEMM
mi_addbhpnt(Steel_name, B, H)
until (B==0) --условие конца кривой
closefile(B_H) end --function get_B_H
--Ввод кривых намагничивания сталей
--ротора, ярма и зубцов статора
mvi=get_B_H(bhr, St_rot, la, kFer)
mvi=get_B_H(bhj, St_j_st, dsl, kFes)
mvi=get_B_H(bhz, St_z_st, dsl, kFes)
--Составное имя модели ТГ - тип fem
geom_mod="Fe_Md" .. name_TG .. ".fem"
-- НАЧИНАЕТСЯ РАБОТА ПРОГРАММЫ FEMM
Start_date= date()
create(0) --Создаем магнитную Задачу
-- Параметры магнитной Задачи
mi_probdef(0, "millimeters", "planar", 1E-8, la)
--СОЗДАНИЕ ГЕОМЕТРИИ ТУРБОГЕНЕРАТОРА
mi_addnode(0, 0) --ставим точку центра
--точки верха и низа пов-ости статора
mi_addnode(0, rse) mi_addnode(0, -rse)
--размер сегмента окружности (град.)
max_seg = 5 --далее может меняться
--левая полуокружность пов-сти статора
mi_addarc(0, rse, 0, -rse, 180, max_seg)
--правая полуокружность
mi_addarc(0, -rse, 0, rse, 180, max_seg)
--Создание зубцового слоя статора
```

```

--координатные размеры паза статора
ya=bs/2 yb=bks/2 b1=yb-ya
xa=sqrt(rsi*rsi-ya*ya) xb=xa+hss
xe=xa+hks xf=xa+(hks+hs)/2 xg=xa+hss
a1=b1*tan(as1) xc=xb+a1 --1 скос паза
a2=b1*tan(as2) xd=xe-a2 -- 2 скос паза
--ставятся точки от 1 до 7-ой (рис.2)
mi_addnode(xa, ya) mi_addnode(xb, ya)
mi_addnode(xc, yb)
mi_addnode(xd, yb) mi_addnode(xe, ya)
mi_addnode(xf, ya) mi_addnode(xg, ya)
--линии между точками 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7
mi_addsegment(xa, ya, xb, ya)
mi_addsegment(xb, ya, xc, yb)
mi_addsegment(xc, yb, xd, yb)
mi_addsegment(xd, yb, xe, ya)
mi_addsegment(xe, ya, xf, ya)
mi_addsegment(xf, ya, xg, ya)
--размечаются точки от 1 до 7-ой
mi_selectnode(xa, ya) mi_selectnode(xb, ya)
mi_selectnode(xc, yb) mi_selectnode(xd, yb)
mi_selectnode(xe, ya) mi_selectnode(xf, ya)
mi_selectnode(xg, ya)
--размечаем линии между тчк. от 1 до 7
mi_selectsegment(xa, ya) y=(ya+yb)/2
x=(xb+xc)/2 mi_selectsegment(x, y)
x=(xc+xd)/2 mi_selectsegment(x, yb)
x=(xd+xe)/2 mi_selectsegment(x, y)
x=(xe+xf)/2 mi_selectsegment(x, ya)
x=(xf+xg)/2 mi_selectsegment(x, ya)
--назначаем выделенным точкам и линиям
--группу 1 и снимаем выделение
mi_setnodeprop(" ", 1)
mi_setsegmentprop(" ", " ", 1, 0, 1)
mi_clearselected() --см. рис.4

```

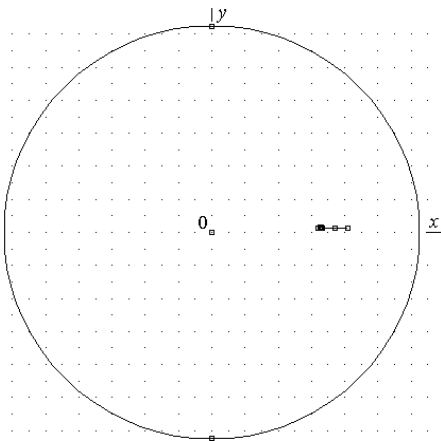


Рис. 4. Центр и поверхность сердечника статора с опорными точками дуг и стенка паза статора

```

mi_selectgroup(1) --выделяем стенку паза
--и отображаем симметрично оси x вниз
mi_mirror(0,0,rse,0,4) mi_clearselected()
--проводятся и размечаются линии 5-12,
-- 6-13 и 7-14, им назначается группа 1
mi_addsegment(xe, ya, xe, -ya)
mi_addsegment(xf, ya, xf, -ya)
mi_addsegment(xg, ya, xg, -ya)
mi_selectsegment(xe, 0) mi_selectsegment(xf, 0)
mi_selectsegment(xg, 0)
mi_setsegmentprop(" ", " ", 1, 0, 1)
mi_clearselected() --процесс на рис.5

```

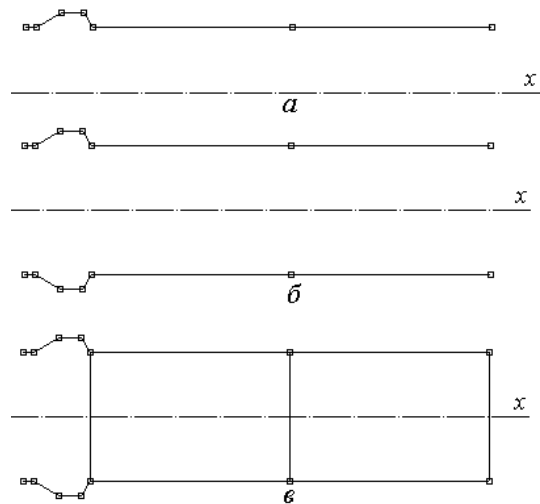


Рис. 5. Процесс построения паза статора:
а – верхняя стенка паза; б – ее отражение относительно оси x;
в – добавили линии дна паза и слоев обмотки

```

--Выделяем паз и поворачиваем его на
--ползубцового шага вверх над осью x
mi_selectgroup(1) mi_moverotate(0,0,tsa/2,4)
--готовим координаты точек 8 и 14 и
--копируем их симметрично под ось x
u1=atan(ya/xa) u2=0.5*tsa*gr-u1
x8=rsi*cos(u2) y8=rsi*sin(u2)
u3=atan(ya/xg) u4=0.5*tsa*gr-u3
x14=rsn*cos(u4) y14=rsn*sin(u4)
mi_selectnode(x8,y8) mi_selectnode(x14,y14)
mi_mirror(0,0,rse,0,0)
--дуги зубца от точек 8 и 14 вниз
max_seg=1 u2=2*u2/gr
mi_addarc(x8,-y8,x8,y8,u2,max_seg)
max_seg=2 u4=2*u4/gr
mi_addarc(x14,-y14,x14,y14,u4,max_seg)
--выделяем дуги и назначаем группу 1
mi_selectarcsegment(rsi,0) mi_selectarcsegment(rsn,0)
mi_setarcsegmentprop(1," ", 0, 1)
mi_clearselected() --итог на рис.6

```

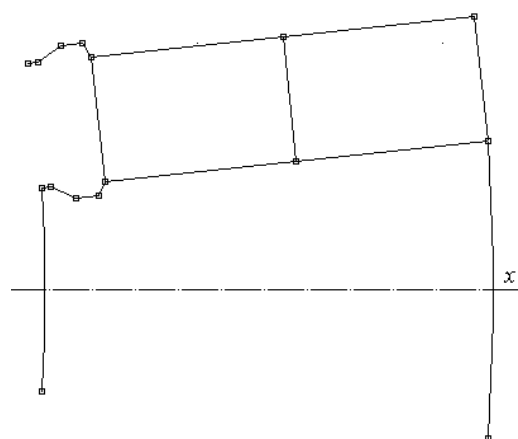


Рис. 6. Процесс построения зубца статора

```

--выделяем и копируем рис.6 (Qs-1)-раз
--и получаем зубцово-пазовую структуру
mi_selectgroup(1) mi_copyrotate(0,0,tsa,(Qs-1),4)
Аналогично создается геометрия ротора и объе-
диняется все в группу 9. Результат формирования
графической модели ТГ представлен на рис. 7.

```

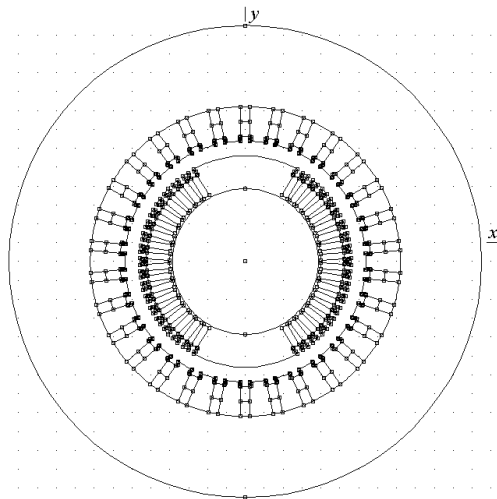


Рис. 7. Сформированная графическая модель ТГ

```

--Создаем свойства материалов ТГ
--магнитная проницаемость воздуха
mi_addmaterial("mu0",1,1)
--ЗАДАНИЕ ТОКОВ В ОБМОТКЕ СТАТОРА
Im=Is*2^0.5/as --амплитуда токов
--Фазные токи в обмотке статора
IA=Im*cos(beta*gr)
IB=Im*cos(beta*gr -2*Pi/3)
IC=Im*cos(beta*gr+2*Pi/3)
--Параметры обмотки статора
--радиусы ее нижнего и верхнего слоев
rn=rsi+0.75*hs rv=rsi+hs/4+hks
--числа пазов нижнего и верхнего слоев под осью q
qsn=0.5*(qsp-tp*(1-bss)) qsv=qsp-qsn
--углы расположения первых стержней
--нижнего и верхнего слоев фазы А
an1=180-(qsn-0.5)*tsa av1=180-(qsv-0.5)*tsa
--Функция задания тока в фазной зоне
--обмотки статора и материала стержней
--cir_name-имя зоны, i_s -ее ток,
--j_beg, j_end --номера начального и
--конечного проводников
--N_group -задаваемый номер группы
function tok_faz(cir_name, i_s, j_beg, j_end, N_group)
--связка имени тока с его значением
mi_addcircprop(cir_name, i_s, 1)
--цикл перебора проводн.фазной зоны
for j=j_beg,j_end,1 do ai=(j-1)*tsa
--координаты нижних стержней
ani=(an1+ai)*gr
x=rn*cos(ani) y=rn*sin(ani)
--добавление и выделение метки свойств
mi_addblocklabel(x, y) mi_selectlabel(x, y)
--задание свойств стержней
mi_setblockprop("mu0",0,fe4,cir_name,0,N_group,Ncs)
mi_clearselected()
--координаты верхних стержней
avi=(av1+ai)*gr x=rv*cos(avi) y=rv*sin(avi)
--добавление и выделение метки свойств
mi_addblocklabel(x, y) mi_selectlabel(x, y)
--задание свойств стержней обмотки
mi_setblockprop("mu0",0,fe4,cir_name,0,N_group,Ncs)
mi_clearselected()
end --конец перебора стержней по j
end --конец function tok_faz
--Задание токов в шести фазных зонах обмотки

```

```

--статора и отведение им групп 2 - 7
zap=tok_faz("IA+", IA, 1, qsp, 2)
zam=tok_faz("IA-", -IA, 3*qsp+1, 4*qsp, 5)

```

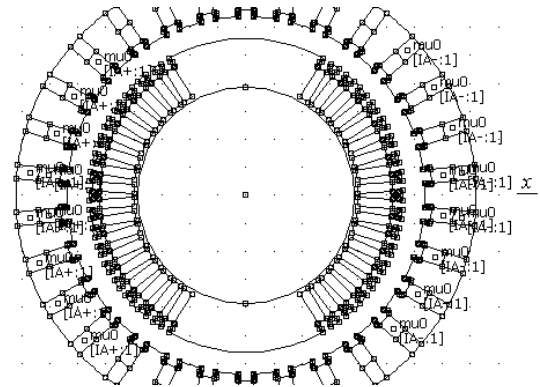


Рис. 8. Метки свойств в стержнях фазных зон фазы А

```

zap=tok_faz("IB+", IB, 2*qsp+1, 3*qsp, 3)
zam=tok_faz("IB-", -IB, 5*qsp+1, 6*qsp, 6)
zap=tok_faz("IC+", IC, 4*qsp+1, 5*qsp, 4)
zam=tok_faz("IC-", -IC, qsp+1, 2*qsp, 7)

```

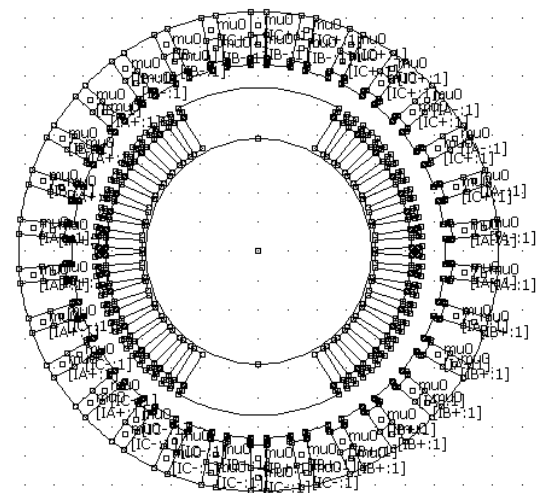


Рис. 9. Добавлены метки свойств в стержнях фазных зон фаз В и С обмотки статора

```

--Материал и токи в пазах ротора
--Связка имен тока с его значениями Ir
mi_addcircprop("IF-", -Ir, 1) mi_addcircprop("IF+", Ir, 1)
--добавление и выделение метки в пазу
y=rre-0.75*hr x=0.4*tr
mi_addblocklabel(y,x) mi_selectlabel(y,x)
--задание свойств стержней и группы 10
mi_setblockprop("mu0", 0, fe5, "IF-", 0, 10, Ncr)

```

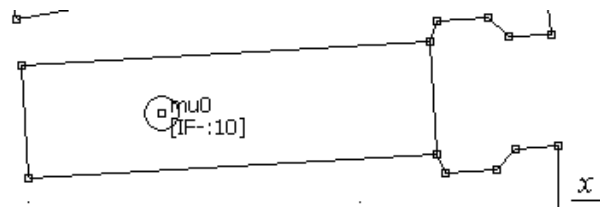


Рис. 10. Метка свойств стержня в пазу ротора

```

--задание токов "IF-" по пазам справа
--вверху, отражение вниз
mi_copyrotate(0, 0, tra, (Qr/4-1), 2)
mi_selectgroup(10) mi_mirror(0, rre, 0, 2)
--перевод пазов из 10-ой в 9-ую группу

```

```

mi_selectgroup(10)
mi_setblockprop("mu0", 0, fe5, "IF-", 0, 9, Ncr)
mi_clearselected()
--добавл. и выделение метки тока "IF+"
mi_addblocklabel(-y,x) mi_selectlabel(-y,x)
--задание свойств стержней, группа 10
mi_setblockprop("mu0", 0, fe5, "IF+", 0, 10, Ncr)
--задание токов "IF+" по пазам слева
--вверху, и отражение вниз
mi_copyrotate(0,0,-tra, (Qr/4-1), 2)
mi_selectgroup(10) mi_mirror(-rre, 0, 0, 0, 2)
--перевод пазов из 10-ой в 9-ую группу
mi_selectgroup(10)
mi_setblockprop("mu0",0,fe5,"IF+",0,9,Ncr)
mi_clearselected()

```

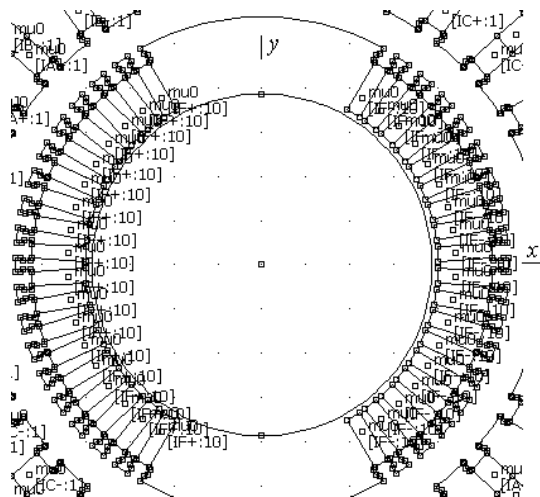


Рис. 11. Формирование свойств стержней в пазах ротора

```

--Ставится и выделяется метка, задание
--магнитных свойств зазора, группа 0
mi_addblocklabel(0, (rre+rsi)/2)
mi_selectlabel(0, (rre+rsi)/2)
mi_setblockprop("mu0",0,fe1, " ", 0, 0, 0)
mi_clearselected()
--Создаем граничные условия Дирихле
mi_addboundprop("Grn", 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)
--выделяем дуги поверхности статора
mi_selectarcsegment(rse,0) mi_selectarcsegment(-rse,0)
max_sg=5
--Назначаем поверхности ст-ра условия
mi_setarcsegmentprop(max_sg, "Grn", 0, 0)
mi_clearselected()
--СОЗДАЕМ ПАРАМЕТРЫ СЕРДЕЧНИКОВ
--Ставится и выделяется метка, задание
--магнитных свойств ярма статора, гр.0
y=rsi+hs+has/2 mi_addblocklabel(0,y)
mi_selectlabel(0,y)
mi_setblockprop(St_j_st, 0, fe2, " ", 0, 0, 0)
mi_clearselected()

```

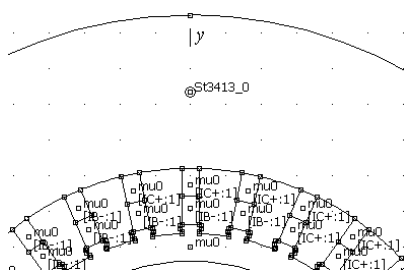


Рис. 12. Метки для зазора и ярма сердечника статора

```

--Задание метки и материала для зубца
--статора на оси x, группа 1
x=rsi+hs/2 mi_addblocklabel(x,0)
mi_selectlabel(x,0)
mi_setblockprop(St_z_st, 0, fe3, " ", 0, 1, 0)
--распространение по всем зубцам
mi_copyrotate(0,0,tsa, (Qs-1), 2)
--деление ширины фазной зоны zs на 2
z1=zs/2 z2=ceil(z1) --дробное и целое
--зависимо от этого поворачиваем или
--нет зубцовую структура на ползубца
if z1==z2 then str="zs-четное и нет"
else str="zs-нечетное и есть поворот")
mi_selectgroup(1) mi_moverotate(0,0,tsa/2,4) end

```

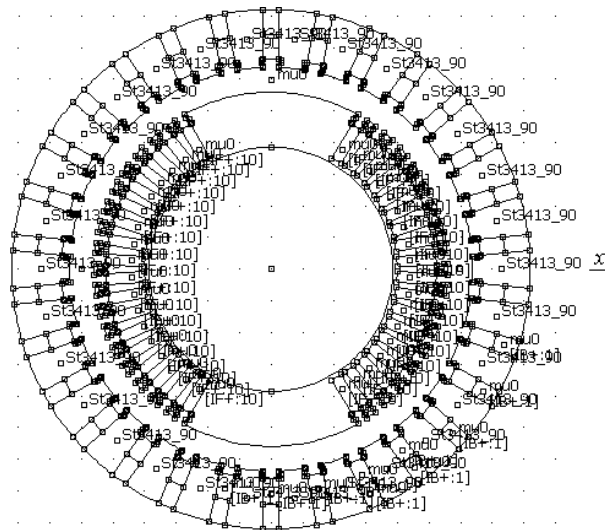


Рис. 13. Метки и свойств зубцов сердечника статора

```

--Метка св-тв, ее выделение и задание
--материала для зубцов ротора, гр. 9
x=rre-hr/2 mi_addblocklabel(x,0) mi_selectlabel(x,0)
mi_setblockprop(St_rot, 0, fe6, " ", 0, 9, 0)

```

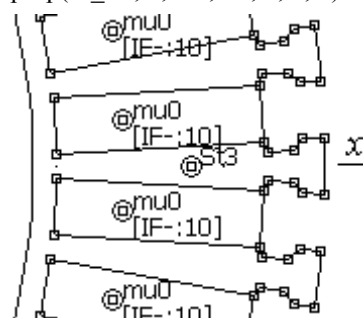


Рис. 14. Метка свойств для зубца сердечника ротора, она распространяется и на прилегающую кольцевую зону и через нее на все остальные зубцы ротора

```

--Задание материала для ярма сердечника ротора
y=rre/2 mi_addblocklabel(0,y) mi_selectlabel(0,y)
mi_setblockprop(St_rot, 0, fe7, " ", 0, 9, 0)
mi_clearselected()

```

```

mi_saveas(geom_mod) --Запомнить модель ТГ
mi_analyze(1) --Выполнить расчет МП
--Переход к показу результатов расчета
mi_loadsolution()
writeto() --Закрытие файла результатов
mi_close() --Закрывается документ
--препроцессора магнетизма

```

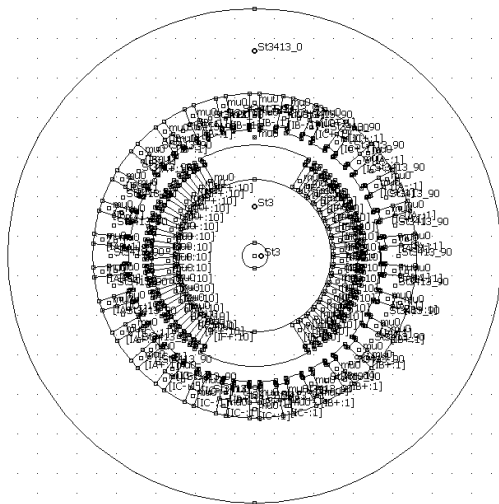


Рис. 15. Полная готовность модели турбогенератора

Инструкция по использованию скрипта.

1. Файл скрипта с расширением *.lua и все файлы с исходными данными должны находиться в одной папке на диске компьютера.

2. Запускаем программу FEMM и в меню File выбираем Open Lua script и в диалоговом окне запускаем файл с именем программы в работу.

3. Дальнейшие построения программа выполняет автоматически. В программу можно вставить команды Pause для ее останова в конкретном месте и просмотра текущего изображения на экране компьютера. Клавишей Enter продолжить выполнение программы.

4. Команды mi_saveas(name) в программе позволяют сохранить очередной файл с текущим результатом построенной модели ТГ под именем name.

Вывод. Представленный скрипт Lua дает широкие возможности пользователям программы FEMM в создании расчетных моделей для обеспечения расчетов магнитных полей и электромагнитных параметров ТГ. Этот скрипт универсален с точки зрения геометрических размеров и структуры электромагнитной системы ТГ в рамках их распространенной типовой конструкции. На базе рассмотренных принципов формирования расчетных моделей могут быть разработаны аналогичные скрипты для других типов ЭМ (например, уже создан и используется скрипт для формирования моделей асинхронных двигателей).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 11 Oct 2010 Self-Installing Executable. Режим доступа: www.femm.info/wiki/OldVersions.
2. Титов В.В., Хуторецкий Г.М., Загородная Г.А. и др. Турбогенераторы. – Л.: Энергия. – 1967. – 895 с.
3. Милых В.И., Полякова Н.В. Численно-полевая оценка эффективности укорочения обмотки статора турбогенератора // *Электротехника і електромеханіка*. – 2014. – №4. – С. 12-16.

4. Милых В.И., Полякова Н.В. Система направлений и фазовых соотношений электромагнитных величин при численных расчетах магнитных полей в турбогенераторе // *Электротехника і електромеханіка*. – 2011. – №5. – С. 33-38.

REFERENCES

1. Meeker D. *Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 32 bit 11 Oct 2010 Self-Installing Executable*. Available at: www.femm.info/wiki/OldVersions (accessed 10 March 2014).
2. Titov V.V., Hutoreckij G.M., Zagorodnaja G.A., Vartan'jan G.P., Zaslavskij D.I., Smotrov I.A. *Turbogenerator [Turbogenerators]*. Leningrad, Energiia Publ., 1967. 895 p. (Rus).
3. Milykh V.I., Polyakova N.V. Numerical field estimation of turbogenerator stator winding shortening efficiency. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.4, pp. 12-16. (Rus).
4. Milykh V.I., Polyakova N.V. A system of directions and phase relationships for electromagnetic parameters at numerical calculations of magnetic fields in a turbogenerator. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no.5, pp. 33-38. (Rus).

Поступила (received) 20.04.2015

Милых Владимир Иванович¹, д.т.н., проф.,
Полякова Наталья Владимировна¹, инженер,
¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076514, e-mail: mvikemkpi@gmail.com

V.I. Milykh¹, N.V. Polyakova¹

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Automated formation of calculation models of turbogenerators for software environment FEMM.

Attention is paid to the popular FEMM (Finite Element Method Magnetics) program which is effective in the numerical calculations of the magnetic fields of electrical machines. The main problem of its using - high costs in time on the formation of a graphical model representing the design and on the formation of the physical model representing the materials properties and the winding currents of machines – is solved. For this purpose, principles of the automated formation of such models are developed and presented on the turbogenerator example. The task is performed by a program written in an algorithmic language Lua integrated into the package FEMM. The program is universal in terms of varying the geometry and dimensions of the designed turbogenerators. It uses a minimum of input information in a digital form representing the design of the whole turbogenerator and its fragments. A general structure of the Lua script is provided, significant parts of its text, the graphic results of work's phases, as well as explanations of the program and instructions for its use are given. Performance capabilities of the compiled Lua script are shown on the example of the real 340 MW turbogenerator. References 4, figures 15.

Key words: program FEMM, Finite Element Method, turbogenerator, graphical and physical models, automated formation, Lua script.

СРАВНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ВЕНТИЛЬНОГО РЕАКТИВНОГО ДВИГАТЕЛЯ ПРИ ПИТАНИИ ОТ ОДНОФАЗНОЙ СЕТИ И ОТ ИСТОЧНИКА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Досліджено роботу вентильного реактивного двигуна. При живленні вентильного реактивного двигуна від однофазної мережі змінного струму на виході випрямляча напруга циклічно міняється від нуля до максимального значення. Це приводить до відповідної циклічної зміни форми струму й магнітного потоку й зміни характеристик двигуна в порівнянні з характеристиками при живленні його від мережі постійного струму. Наводяться порівняльні дані, що дозволяють оцінити ці зміни. Бібл. 5, табл. 4, рис. 5.

Ключові слова: вентильний реактивний двигун, магнітний потік, однофазна мережа живлення, ємність конденсатора, потужність, джерело постійного струму, частота обертання.

Исследована работа вентильного реактивного двигателя. При питании вентильного реактивного двигателя от однофазной сети переменного тока на выходе выпрямителя напряжение циклически меняется от нуля до максимального значения. Это приводит к соответствующему циклическому изменению формы тока и магнитного потока и изменению характеристик двигателя по сравнению с характеристиками при питании его от сети постоянного тока. Приводятся сравнительные данные, позволяющие оценить эти изменения. Библ. 5, табл. 4, рис. 5.

Ключевые слова: вентильный реактивный двигатель, магнитный поток, однофазная сеть питания, емкость конденсатора, мощность, источник постоянного тока, частота вращения

Постановка задачі. В настоящее время все чаще в различных машинах и механизмах применяются вентильные реактивные двигатели. Эти двигатели питаются от сетей постоянного тока, а также через выпрямитель, как от трехфазных, так и от однофазных сетей переменного тока. При питании от однофазной сети переменного тока имеет место циклическое изменение напряжения и, соответственно, формы тока, магнитного потока и изменение характеристик двигателя по сравнению с характеристиками при питании его от сети постоянного тока. Для определения удельного момента двигателей питающихся от однофазной сети переменного тока необходимы их сравнительные характеристики с двигателями, питающимися от сети постоянного тока.

Анализ последних достижений и публикаций. Для двигателей, питающихся от сетей постоянного тока известны [1-5] величины удельного момента. Для двигателей, питающихся от однофазной сети переменного тока через выпрямитель, величины удельного момента в известных авторам источниках не представлены.

Целью работы является сравнительный анализ характеристик вентильного реактивного двигателя при его питании от однофазной сети переменного тока с характеристиками двигателя при питании от сети постоянного тока для возможности осуществления правильного выбора главных размеров при проектировании двигателей питающихся от однофазной сети переменного тока в зависимости от требований технического задания.

Изложение материала исследования. Для вентильного реактивного двигателя (данные двигателя приведены в табл. 1) с соотношением зубцов статора и ротора 8/6 при питании от однофазной сети через выпрямитель были проведены две группы численных экспериментов.

Определены мощность двигателя при постоянной частоте вращения при различной емкости конденсатора на выходе выпрямителя (табл. 2) и мощность двигателя при токе, обеспечивающем максимально допустимое превышение температуры обмотки, также при различных величинах емкости конденсатора на выходе выпрямителя (табл. 3).

сатора на выходе выпрямителя (табл. 2) и мощность двигателя при токе, обеспечивающем максимально допустимое превышение температуры обмотки, также при различных величинах емкости конденсатора на выходе выпрямителя (табл. 3).

Таблица 1

Ширина зубца статора, м	0.01502
Высота зубца статора, м	0.0192
Внутренний диаметр спинки статора, м	0.119
Высота спинки статора, м	0.00751
Высота спинки ротора, м	0.029
Высота зубца ротора, м	0.00951
Ширина зубца ротора, м	0.017
Диаметр расточки, м	0.077
Длина сердечника, м	0.135
Величина воздушного зазора, м	0.0002
Число витков обмотки	100
Диаметр обмоточного провода, мм (гол.)	1.243
Сопrotивление фазы обмотки статора, Ом	0.593

Таблица 2

P_2 , Вт	I , А	n , об/мин	η , %	C , мкФ
1413	5.226	6002	51.7	110
2321	6.057	6001	63.3	500
2749	6.424	6003	66.9	1000
2988	6.643	6004	68.6	1500
3129	6.784	6002	69.5	2000
3222	6.864	6001	70.1	2500
3291	6.93	6000	70.5	3000

Таблица 3

P_2 , Вт	I , А	n , об/мин	η , %	C , мкФ
2254	7.381	5057	55.9	110
2999	7.396	5344	64.5	500
3306	7.397	5570	68.1	1000
3473	7.382	5682	69.7	1500
3528	7.394	5737	70.2	2000
3579	7.397	5782	70.9	2500
3638	7.399	5802	71.4	3000

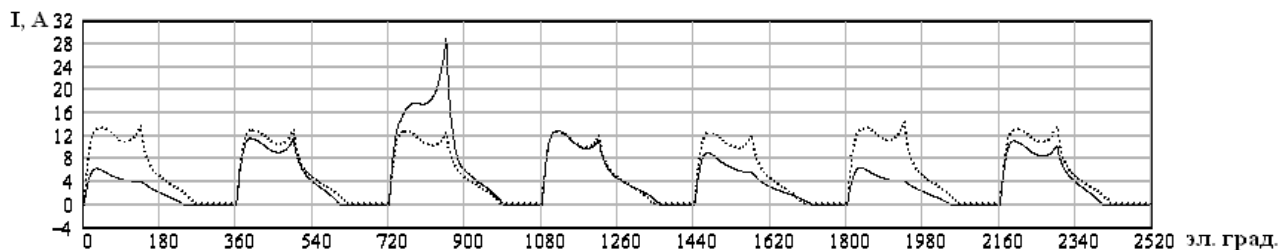
В табл. 4 приведены данные двигателя при питании его через выпрямитель от трехфазной цепи переменного тока.

Таблица 4

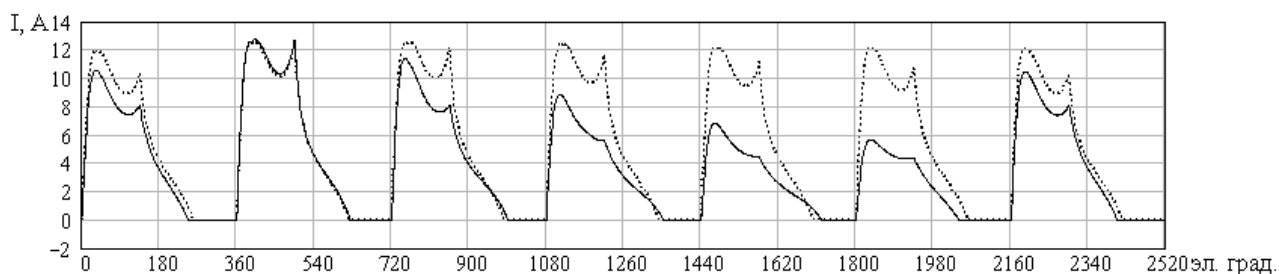
P_2 , Вт	I , А	n , об/мин	η , %	C , мкФ
3802	7.399	6000	73	110

Рассчитаны при неизменной частоте вращения и изменяющемся токе, а также при неизменном действующем значении тока и изменяющейся частоте вращения кривые фазного тока и суммарного тока (рис. 1);

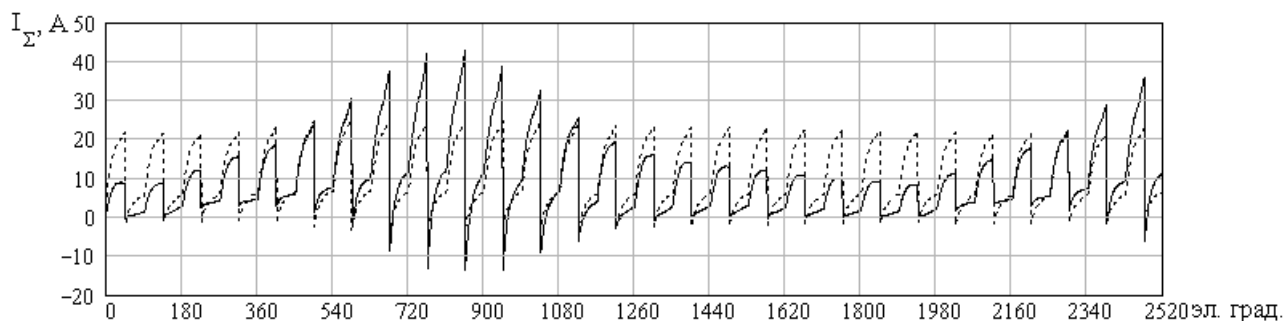
момента, создаваемого одной фазой, и суммарного момента, создаваемого всеми фазами (рис. 2); потокосцепления фазы (рис. 4) и изменения во времени напряжения на выходе выпрямителя и на конденсаторе при различной величине его емкости (рис. 3). Получены зависимости полезной мощности от величины емкости на выходе выпрямителя при постоянной частоте вращения, а также при неизменном токе. Для каждого из указанных вариантов приведены кривые (рис. 5) по которым при заданной мощности может быть определен КПД.



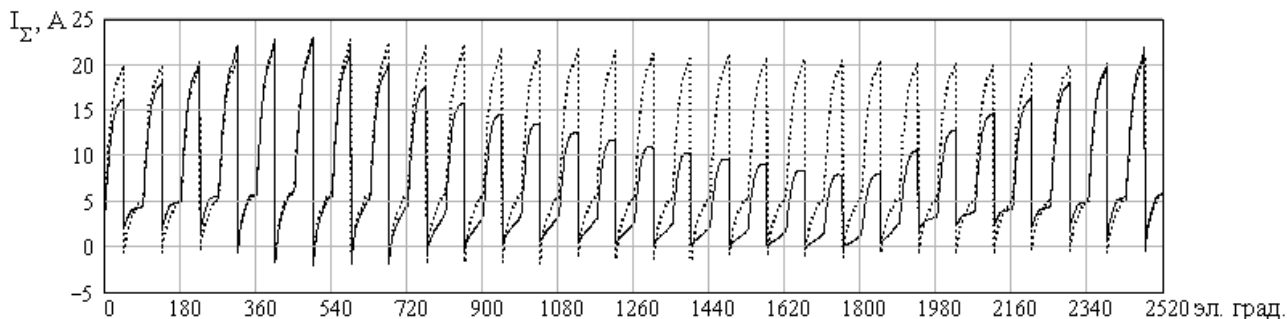
а



б



в



г

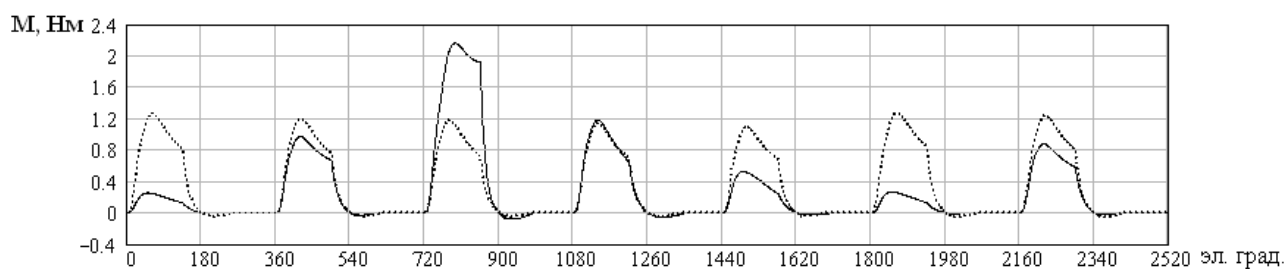
Рис. 1. Кривые изменения за $\frac{1}{6}$ оборота ротора с емкостью 110 мкФ (сплошная линия) и с емкостью 3000 мкФ (пунктирная линия):

а – тока фазы при неизменной частоте вращения 6000 об/мин;

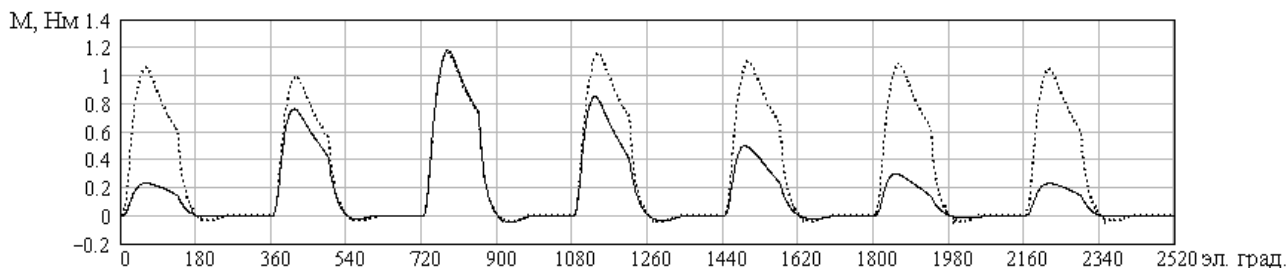
б – тока фазы при неизменном действующем значении тока 7.39 А;

в – суммарного тока коммутатора при неизменной частоте вращения;

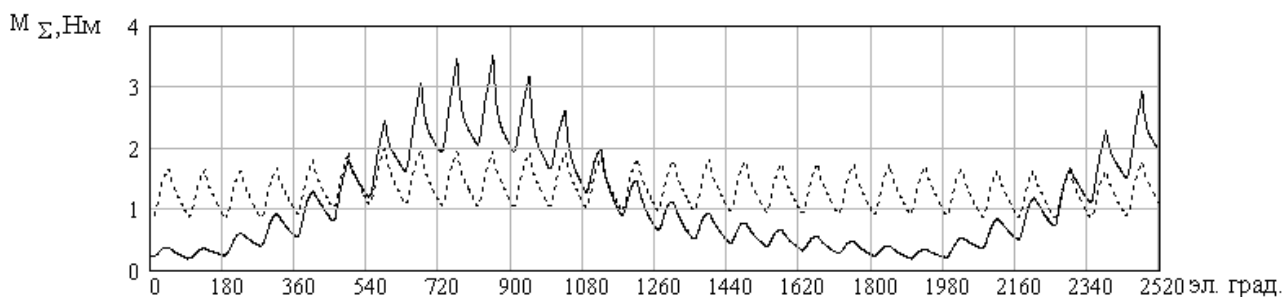
г – суммарного тока коммутатора при неизменном действующем значении тока фазы



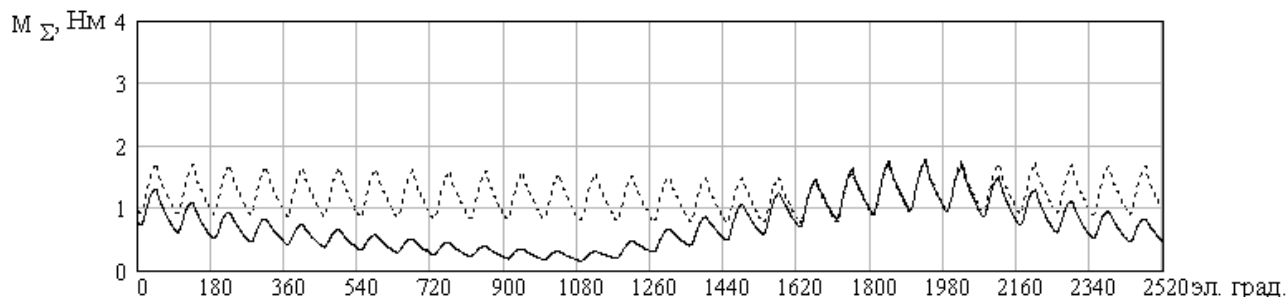
a



б



в



г

Рис. 2. Кривые изменения за $\frac{1}{6}$ оборота ротора с емкостью 110 мкФ (сплошная линия) и с емкостью 3000 мкФ (пунктирная линия):

a – момента создаваемого одной фазой двигателя при неизменной частоте вращения двигателя 6000об/мин;

б – момента создаваемого одной фазой двигателя при неизменном действующем значении тока 7.39 А;

в – результирующего момента от действия всех четырех фаз двигателя при неизменной частоте вращения;

г – результирующего момента от действия всех четырех фаз двигателя при неизменном действующем значении тока

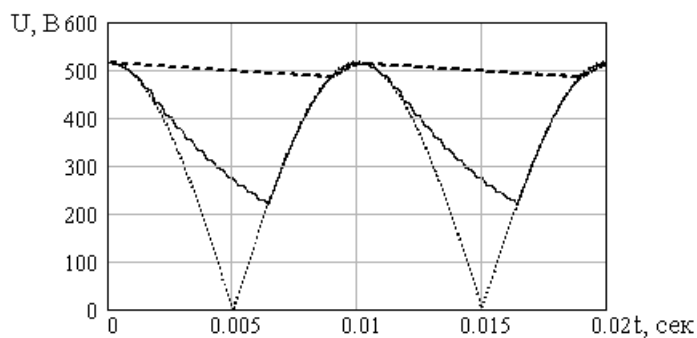


Рис. 3. Кривые изменения во времени: напряжения на выходе выпрямителя (пунктирная кривая); напряжения на конденсаторе емкостью 110 мкФ (сплошная кривая); напряжения на конденсаторе емкостью 3000 мкФ (штриховая кривая)

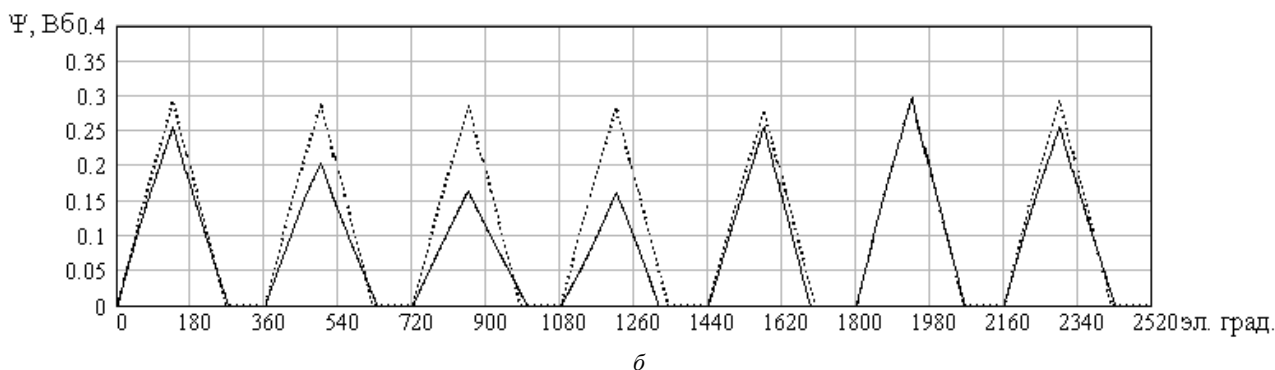
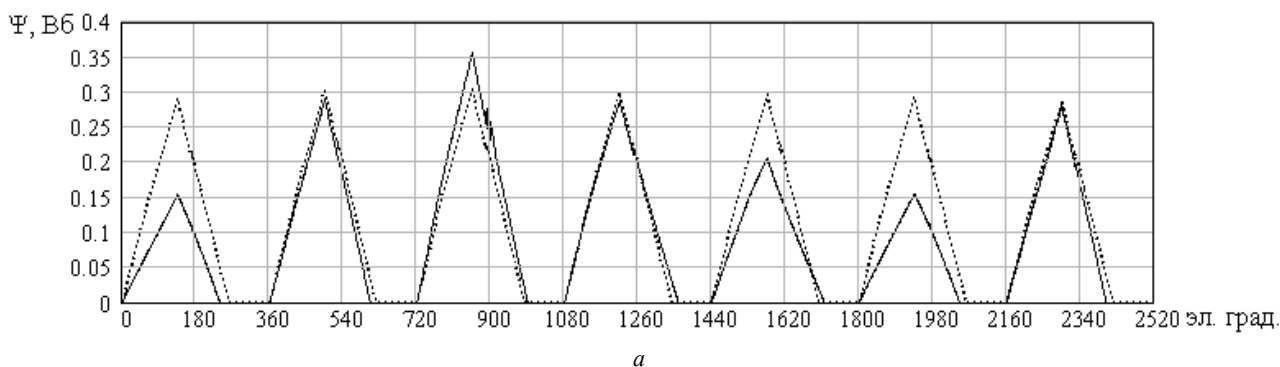


Рис. 4. Кривые изменения за $\frac{1}{6}$ оборота ротора с емкостью 110 мкФ (сплошная линия) и с емкостью 3000 мкФ (пунктирная линия):
 а – потокосцепления создаваемого одной фазой двигателя при неизменной частоте вращения двигателя 6000 об/мин;
 б – потокосцепления создаваемого одной фазой двигателя при неизменном действующем значении тока 7.39 А

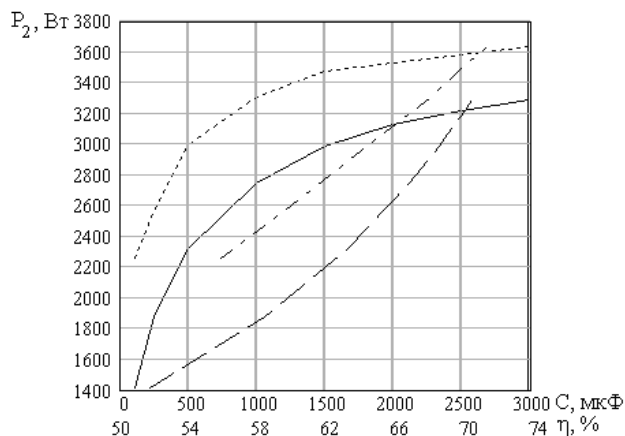


Рис. 5. Зависимость полезной мощности от емкости конденсатора на выходе выпрямителя: при неизменном токе (пунктирная кривая); при неизменной частоте вращения (сплошная кривая); кривая для определения КПД при заданной мощности и неизменной скорости вращения (штриховая кривая); кривая для определения КПД при заданной мощности и неизменном токе (штрихпунктирная кривая)

ВЫВОДЫ

На основании проведенного численного эксперимента можно заключить, что за счет колебания напряжения (от 0 до 100%) на выходе выпрямителя при питании вентильного реактивного двигателя от однофазной сети переменного тока по сравнению с соответствующими величинами при питании от источника постоянного тока:

- мощность двигателя при сохранении емкости конденсатора на выходе выпрямителя и частоты вращения снижается на 60 – 63 %;

- при практически приемлемом увеличении емкости конденсатора (примерно вдвое) мощность следует снизить на 50 %;

- снижение мощности при сохранении той величины тока двигателя, какая имела место при его питании от источника постоянного тока составляет 40 % при сохранении величины емкости конденсатора на выходе выпрямителя и 32 % при её удвоении, частота вращения снижается примерно на 13 – 15 %;

- при многократном увеличении емкости мощность и характеристики двигателя приближаются к таковым при его питании от источника постоянного тока, но при этом габариты и стоимость батареи конденсаторов становятся неприемлемыми;

- токи потокосцепления и моменты модулируются колебанием напряжения сети, при этом формы кривых меняются в зависимости от того какое напряжение подано на обмотку двигателя;

- по величинам мощности при однофазном питании, частоте вращения и объему ротора может быть определен удельный момент, при неизменной частоте вращения он снижается по сравнению с удельным моментом при питании двигателя от источника постоянного тока на 50 – 63 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кузнецов В.А., Садовский Л.А., Виноградов В.Л., Лопатин В.В. Особенности расчета индукторных двигателей для вентильного электропривода // Электротехника. – 1998. – №6. – С. 35-43.
2. Голландцев Ю.А. Вентильные индукторно-реактивные двигатели. Санкт-Петербург, 2003. – 149 с.
3. Ткачук В.І. Електромеханотроніка. – Львів: Вид-во Національного університету «Львівська політехніка», 2006. – 440 с.

4. Miller T.J.E. Optimal design of switched reluctance motors // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 2002. – vol.49. – no.1. – pp. 15-27.
5. Зинченко Е.Е. Математическая модель вентильного индукторно-реактивного двигателя питающегося от выпрямителя // Технічна електродинаміка. – 2009. – №4. – С. 23-28.

REFERENCES

1. Kuznetsov V.A., Sadovsky L.A., Vinogradov V.L., Lopatin V.V. Features of calculation of inductor engines for the valve electric drive. *Elektrotekhnika – Electrical engineering*, 1998, no.6, pp. 35-43. (Rus).
2. Gollandtsev Y.A. *Ventil'nye induktorno-reaktivnye dvigateli* [Valve inductor and jet engines]. St. Petersburg, 2003. 149 p. (Rus).
3. Tkachuk V.I. *Elektromekhanotronika* [Electrical mechatronics]. Lviv, Lviv Polytechnic National University Publ., 2006. 440 p. (Ukr).
4. Miller T.J.E. Optimal design of switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2002, vol.49, no.1, pp. 15-27. doi: 10.1109/41.982244.
5. Zinchenko E.E. A mathematical model of a rectifier feeding valve inductor-jet engine. *Tekhnichna elektrodynamika – Technical electrodynamic*, 2009, no.4, pp. 23-28. (Rus).

Поступила (received) 26.06.2015

Финкельштейн Владимир Борисович¹, д.т.н., проф.,
Егоров Алексей Борисович², к.т.н., доц.,
Малеев Алексей Михайлович³

¹ Харьковський національний університет
городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,
61002, Харьков, ул. Революции, 12,
тел/phone +38 057 7319528, e-mail: finalvb@gmail.com

² Украинская инженерно-педагогическая академия,
61003, Харьков, ул. Университетская, 16,
тел/phone +38 066 7228206, e-mail: diaskk@yandex.ru

³ АО «МЭА «ЭЛТА»,
61082, Харьков, Стадионный проезд 14/3, а/я 911,
тел/phone +38 057 3920045, e-mail: elta@elta.kharkov.ua

V.B. Finkelshtein¹, A.B. Yegorov², A.M. Maleev³

¹ O.M. Beketov Kharkiv National University of Municipal
Economy,
12, Revolution Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

² Ukrainian Engineering Pedagogics Academy,
16, Universitetskaya Str., Kharkiv, 61003, Ukraine.

³ JSC MEA of ELTA,
14/3, Stadionny Drive, p.o. box 911, Kharkiv, 61082, Ukraine.

Comparison of characteristics of the converter-fed motor at supply from the single-phase network and from the source of the direct current.

Purpose. Now even more often in various cars and mechanisms converter-fed motors are used. Their comparative characteristics with motors which are supplied from a network of a direct current are necessary for definition of the specific moment of motors which are supplied from the single-phase alternating current main. **Methodology.** For the converter-fed motor with a ratio of teeth of the stator and a rotor 8/6 at supply from a single-phase network via the rectifier two groups of numerical experiments were carried out. Motor capacity with a constant frequency of rotation at various capacity of the capacitor at the exit of the rectifier and motor capacity at the current providing the most admissible excess of temperature of a winding are determined. Dependences of useful power on capacity size at the rectifier exit are received with a constant frequency of rotation, and also at invariable current. **Results.** On the basis of the made numerical experiment it is possible to conclude that due to fluctuation of tension (from 0 to 100 %) at the rectifier exit at power supply of the converter-fed motor from the single-phase alternating current main in comparison with the corresponding sizes at supply from a source of a direct current: • motor capacity at preservation of capacity of the capacitor at the exit of the rectifier and frequency of rotation decreases on 60 – 63 %; • at almost acceptable increase in capacity of the capacitor (approximately twice) power should be reduced by 50 %; • power deceleration at preservation of that size of current of the motor what took place at its food from a source of a direct current makes 40 % at preservation of size of capacity of the capacitor at the exit of the rectifier and 32 % at its doubling, the frequency of rotation decreases approximately on 13 – 15 %. **Practical value.** The specific moment can be determined by power sizes at single-phase supply, frequency of rotation and to the volume of a rotor, with an invariable frequency of rotation it decreases in comparison with the specific moment at power supply of the motor from a source of a direct current by 50 – 63 %. References 5, tables 4, figures 5.

Key words: converter-fed motor, magnetic flux, single-phase network of supply, capacity, power, source of direct current, rotation frequency.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КОНСТРУКТИВНЫХ СХЕМ ЛИНЕЙНЫХ УДАРНЫХ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ КОМБИНИРОВАННОГО ТИПА

Запропонована концепція лінійного електромеханічного перетворювача комбінованого типу з єдиним індуктором, що збуджується від ємнісного накопичувача енергії аперіодичним імпульсом, яка об'єднує індукційний та електромеханічний перетворювачі. Для вибору параметрів перетворювачів використано метод Монте-Карло. В якості цільової функції вибрана найбільша величина імпульсу сили, утвореного електродинамічною та електромагнітною силами, що діє на комбінований якорь. Встановлені особливості електромеханічних характеристик та магнітних полів перетворювачів. Розглянуто декілька стратегій вибору та за допомогою інтегрального показника визначені найбільш та найменш ефективні конструктивні схеми перетворювачів. Бібл. 16, табл. 2, рис. 8.

Ключові слова: лінійний ударний електромеханічний перетворювач, електропровідний елемент якоря, ферромагнітний елемент якоря, електродинамічні сили, електромагнітні сили, стратегія вибору, інтегральний показник ефективності.

Предложена концепция линейного ударного электромеханического преобразователя комбинированного типа с единым индуктором, возбуждаемым от емкостного накопителя энергии аперiodическим импульсом, объединяющая индукционный и электромагнитный преобразователи. Для выбора параметров преобразователей использован метод Монте-Карло. В качестве целевой функции выбрана наибольшая величина импульса силы, созданного электродинамической и электромагнитной силами, действующего на комбинированный якорь. Установлены особенности электромеханических характеристик и магнитных полей преобразователей. Рассмотрено несколько стратегий выбора и при помощи интегрального показателя определены наиболее и наименее эффективные конструктивные схемы преобразователей. Библ. 16, табл. 2, рис. 8.

Ключевые слова: линейный ударный электромеханический преобразователь, электропроводящий элемент якоря, ферромагнитный элемент якоря, электродинамические силы, электромагнитные силы, стратегия выбора, интегральный показатель эффективности.

Вступлення. Линейные ударные электромеханические преобразователи (ЛУЭП) широко используются в науке и технике, где необходимы значительные импульсные нагрузки при относительно небольшом перемещении исполнительного элемента (ИЭ) [1-3]. ЛУЭП применяются в электромагнитных молотах и перфораторах [4, 5], в сейсмоисточниках [6], в испытательных комплексах для проверки ответственных изделий на ударные нагрузки [7], в системах очистки вагонов, трюмов, фильтров и иных емкостей от остатков продуктов и налипших материалов [8], в системах защиты информации на цифровых накопителях [9] и т.п.

Существует ряд типов ЛУЭП, но наиболее эффективными являются преобразователи индукционного (индукционно-динамического) и электромагнитного типов [3, 5]. В этих преобразователях имеется многовитковый индуктор, который возбуждается от импульсного источника энергии, например, емкостного накопителя. Магнитное поле индуктора воздействует на подвижный якорь, который совершает перемещение с ударным ИЭ.

В ЛУЭП индукционного типа якорь является электропроводящим и за счет индуцированных вихревых токов на него со стороны индуктора действует электродинамическая сила отталкивания f_i . В ЛУЭП электромагнитного типа якорь является ферромагнитным и на него со стороны индуктора действует электромагнитная сила притяжения f_e .

Указанные ударные преобразователи, как правило, имеют коаксиальную конфигурацию. Они содержат неподвижный многовитковый индуктор, который возбуждается от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ), и якорь, который аксиально перемещается вместе с ИЭ за счет воздействия на него магнитного поля индуктора.

Для ЛУЭП индукционного и электромагнитного типов характерен ряд взаимоисключающих особенностей рабочего процесса. Так в ЛУЭП индукционного типа наибольшие величины электродинамической силы отталкивания f_i и скорости якоря V достигаются в начале рабочего процесса. В этом преобразователе исходно расстояние между якорем и индуктором выбирается минимально возможным. При этом величина рабочего хода якоря, который, как правило, выполняется в виде тонкого медного диска, ограничивается упором, устанавливаемым на необходимом расстоянии от индуктора.

В ЛУЭП электромагнитного типа, наоборот, наибольшие значения электромагнитной силы притяжения f_e и скорости якоря V достигаются в конце рабочего процесса при взаимодействии, например соударении, ферромагнитного якоря с индуктором. Якорь выполняется в виде относительно толстого ферромагнитного диска и исходно устанавливается на определенном расстоянии от индуктора, которое и определяет величину рабочего хода якоря.

Как показывает анализ, эффективность ЛУЭП индукционного и электромагнитного типа относительно невысока [10]. Поэтому актуальным представляется подход, при котором предлагаются новые конструктивные схемы ЛУЭП, объединяющие элементы нескольких типов электромеханических преобразователей ударного действия [11].

Концепция ЛУЭП комбинированного типа. Рассмотрим концепцию ЛУЭП комбинированного типа, которая объединяет в себе элементы ударных преобразователей индукционного и электромагнитного типов. В предлагаемой концепции ЛУЭП комбинированного типа содержится единый индуктор и два

взаимосвязанных между собой якоря. Один якорь выполняется электропроводящим и исходно устанавливается на минимальном расстоянии от индуктора, а второй якорь выполняется ферромагнитным и исходно устанавливается на расстоянии рабочего хода от индуктора в аксиальном направлении.

Таким образом, в предлагаемой концепции ЛУЭП содержит комбинированный якорь, представляющий собой взаимосвязанные между собой электропроводящий (ЭЭЯ) и ферромагнитный (ФЭЯ) элементы якоря. Расположение элементов якорей относительно индуктора в ЛУЭП комбинированного типа должно быть таким, чтобы направления действия электродинамической силы отталкивания f_i на ЭЭЯ и электромагнитной силы притяжения f_e на ФЭЯ относительно индуктора совпадали в аксиальном направлении.

Предлагаемая концепция ЛУЭП комбинированного типа включает ферромагнитный сердечник (ФС), усиливающий магнитные поля в активных зонах элементов комбинированного якоря и уменьшающий поле рассеяния. Учитывая быстрдействие протекания рабочего процесса, ФС и ФЭЯ должны иметь минимальную электропроводность. В качестве источника питания используем ЕНЭ с электронной схемой, формирующей апериодический импульс тока в индукторе (индуктор шунтирован обратным диодом). Это позволяет использовать электролитические конденсаторы повышенной удельной энергоемкости.

Однако конструктивные схемы данной концепции ЛУЭП комбинированного типа не разработаны и не исследованы.

Целью статьи является разработка и сравнительный анализ конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа.

Математическая модель ЛУЭП с ферромагнитным сердечником и ЭЭЯ, которая применима и для рассматриваемого преобразователя, представлена в работах [12, 13].

Постановка задачи выбора параметров ЛУЭП комбинированного типа. Для конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа выбираем постоянные параметры и параметрические ограничения. В качестве постоянных параметров ЛУЭП комбинированного типа принимаем:

- рабочий ход $\Delta Z = 5$ мм;
- высоту ЭЭЯ $H_2 = 3$ мм;
- исходное расстояние между индуктором и ЭЭЯ $\delta = 1$ мм;
- количество витков индуктора $N_1 = 46$;
- сечение шины $a \times b$ индуктора $S_1 = 8,64$ мм²;
- массу ИЭ $m_e = 0,5$ кг;
- емкость ЕНЭ $C = 2850$ мкФ;
- напряжение ЕНЭ $U_0 = 400$ В.

В качестве ограничений геометрических параметров ЛУЭП используем следующие соотношения:

- наружный диаметр $D_{ex} < 125$ мм;
- высота $H_{ex} < 75$ мм;
- внешний диаметр индуктора $D_{ex1} < D_{ex}$;
- внутренний диаметр индуктора $D_{in1} < D_{ex1}$;
- высота индуктора $H_1 = 2(D_{ex1} - D_{in1})^{-1} \cdot K_z^{-1} \cdot N_1 \cdot a \times b$;

- внешний диаметр ЭЭЯ $D_{ex2} < D_{ex}$;
 - внутренний диаметр ЭЭЯ $D_{in2} < D_{ex2}$;
 - внешний диаметр ЭЭЯ $D_{ex2} = D_{ex1}$;
 - внутренний диаметр ЭЭЯ $D_{in2} = D_{in1}$;
 - внешний диаметр ФЭЯ $D_{ex3} < D_{ex}$;
 - внутренний диаметр обечайки ФЭЯ $D_{in3} < D_{ex1}$;
 - высота ФЭЯ $H_3 < H_{ex} - \Delta Z - H_4$;
 - внешний диаметр внутреннего цилиндра ФС $D_{ex4} < D_{ex1}$;
 - внешний диаметр диска ФС $D_{ex4} < D_{ex}$,
- где K_z – коэффициент заполнения индуктора.

Считаем, что многовитковый индуктор 1 и ЭЭЯ 2, который выполнен в форме массивного диска или плоского кольца, изготовлены из технической меди. ФЭЯ 3 и ФС 4 изготовлены из магнетодиэлектрика со свойствами стали марки Ст.10 (AISI 1010, UNS G10100). Указанные обозначения активных элементов ЛУЭП будут использоваться в последующем.

Для выбора геометрических параметров каждой из конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа используем метод Монте-Карло. В качестве целевой функции выбираем наибольшую величину импульса силы $F_z = \int f_z dt$, действующего на комбинированный якорь.

КПД ЛУЭП будем оценивать соотношением [3]:

$$\eta = (m_a + m_e) V^2 C^{-1} U_0^{-2},$$

где m_a – масса комбинированного якоря; V – скорость якоря с ИЭ.

Для оценки эффективности предлагаемых конструктивных схем в качестве базового варианта используем ЛУЭП индукционного типа, удовлетворяющий указанным ограничениям, основные показатели и характеристики которого представлены в работе [14] (рис. 1). Указанная на рис. 1 шкала интенсивности индукции магнитного поля B будет единой для всех последующих рисунков.

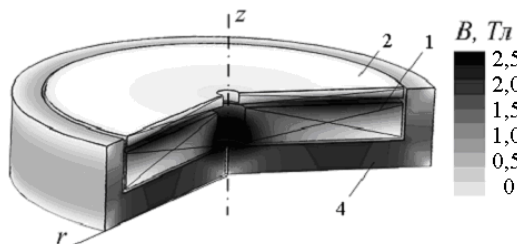


Рис. 1. Базовый вариант ЛУЭП с распределением магнитного поля в момент максимума тока индуктора: 1 – индуктор; 2 – ЭЭЯ; 4 – ФС

В базовом варианте ЛУЭП, в котором отсутствует ФЭЯ, а ФС выполнен в виде диска с наружной цилиндрической обечайкой, которые охватывают индуктор, можно отметить следующий характер распределения магнитного поля (рис. 2). Магнитное поле рассеяния наблюдается на торцевых сторонах преобразователя. Максимальные значения индукции магнитного поля наблюдаются в диске ФС и в области внутреннего отверстия индуктора. Наименьшие значения индукции наблюдаются в области индуктора, смежной с участком соединения дисковой и цилиндрической частей ФС.

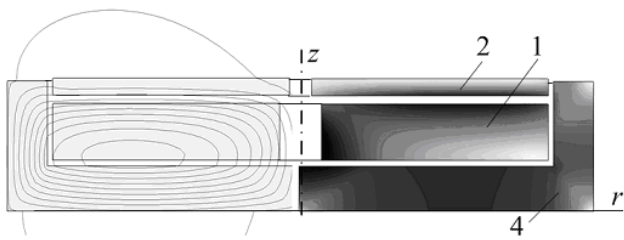


Рис. 2. Распределение магнитного поля в базовом варианте ЛУЭП в момент максимума тока индуктора

Рассмотрим следующие варианты конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа (рис. 3):

- ФЭЯ выполнен в виде диска и наружной обечайки, которые охватывает индуктор с торцевой и наружной боковой стороны; ФС содержит цилиндр, охваченный индуктором (варианты схем № 1 – 3);
- ФЭЯ выполнен в виде цилиндра, расположенного во внутреннем отверстии индуктора (вариант схемы № 4);
- ФЭЯ выполнен в виде диска, наружный диаметр которого совпадает с наружным диаметром ФС (вариант схемы № 5);
- Индуктор, ЭЭЯ и ФЭЯ расположены в пазу ФС (варианты схем № 6, 7);
- ФЭЯ выполнен в виде внутреннего цилиндра и диска, наружный диаметр которого совпадает с наружным диаметром ФС (вариант схемы № 8).

Для того чтобы понять работу ЛУЭП комбинированного типа рассмотрим электромеханические характеристики одного из вариантов конструктивных схем. Рассмотрим конструктивную схему № 1, в которой ФЭЯ выполнен в виде диска и наружной обечайки, а ФС выполнен в виде цилиндра, охваченного индуктором. На рис. 4 показано изменение плотности тока в индукторе j_1 в течение рабочего хода якоря ЛУЭП.

Ток в индукторе имеет выраженный импульсный характер с максимальной плотностью $j_1 = 323 \text{ А/мм}^2$ при $t = 0,8 \text{ мс}$. Со стороны индуктора на ЭЭЯ действует электродинамическая сила отталкивания f_i , а на ФЭЯ – электромагнитная сила притяжения f_e , которые формируют результирующую аксиально-направленную силу f_z , действующую на комбинированный якорь. Электродинамическая сила f_i имеет импульсный характер, достигая максимального значения 12,15 кН. Максимум этой силы возникает несколько раньше, чем максимум тока индуктора, что обусловлено индуцированным током ЭЭЯ [12].

Характер изменения электромагнитной силы f_e , которая действует на ФЭЯ, отличается от характера изменения электродинамической силы f_i . Если бы ток в индукторе был постоянным, то при перемещении ФЭЯ к индуктору магнитное поле в активной зоне должно было бы усиливаться, а сила притяжения ФЭЯ к индуктору – возрастать. Но поскольку в процессе перемещения ФЭЯ ток в индукторе через 0,8 мс уменьшается, то увеличение силы притяжения f_e после этого момента времени практически не происходит. В характере изменения электромагнитной силы f_e можно отметить возрастание до максимальной величины 4,15 кН при $t = 1,0 \text{ мс}$, после чего наблюдается незначительное уменьшение силы и последующее повторное увеличение до момента соударения ФЭЯ с индуктором.

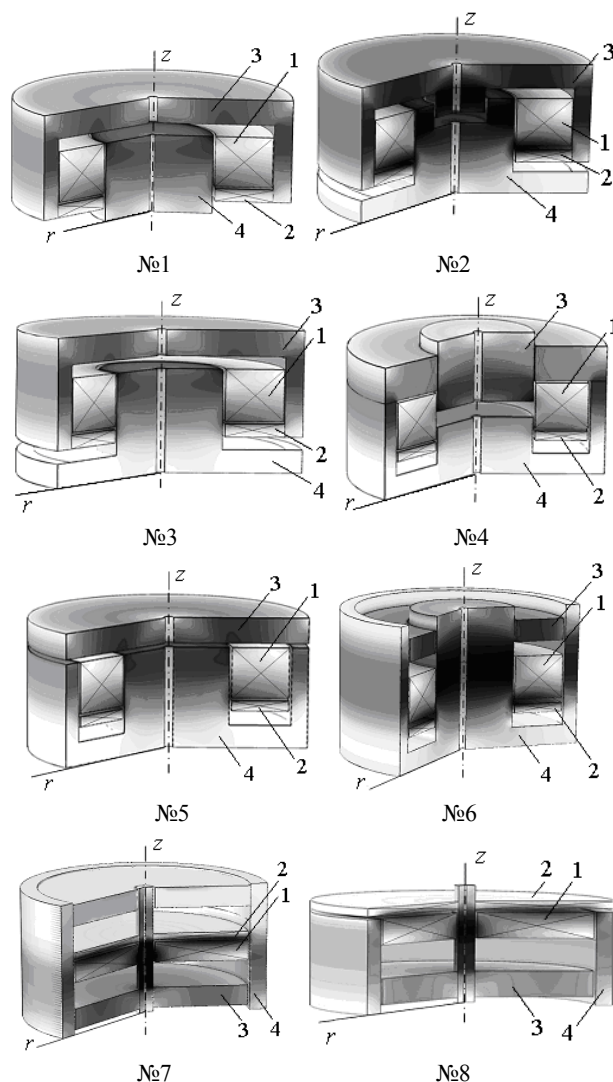


Рис. 3. Варианты конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа и распределения магнитных полей в момент максимума тока в индукторе:

1 – индуктор; 2 – ЭЭЯ; 3 – ФЭЯ; 4 – ФС

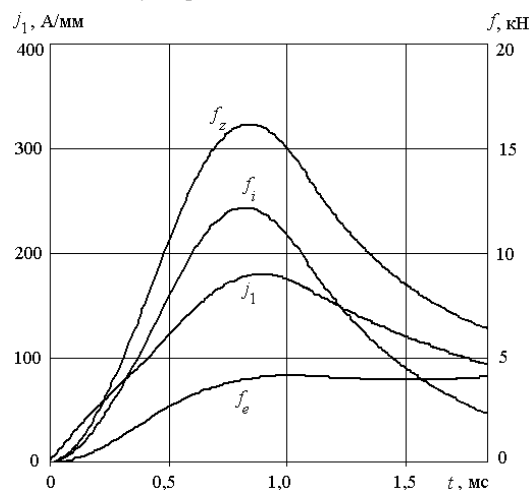


Рис. 4. Плотность тока индуктора и силы, действующие на якорь и его элементы в течение рабочего хода

Поскольку ЭЭЯ и ФЭЯ соединены между собой, то возникающая при этом результирующая аксиально-направленная сила f_z имеет выраженный импульсный характер с максимальным значением 16,14 кН

в момент времени $t = 0,8$ мс. Характер изменения результирующей силы f_z во многом повторяет характер изменения электродинамической силы f_i . Однако после достижения максимального значения и до момента соударения ФЭЯ с индуктором затухание силы f_z происходит более медленно по сравнению затуханием электродинамической силы f_i .

Как следствие указанных процессов импульсы сил, действующие на элементы комбинированного якоря, имеют следующие особенности (рис. 5).

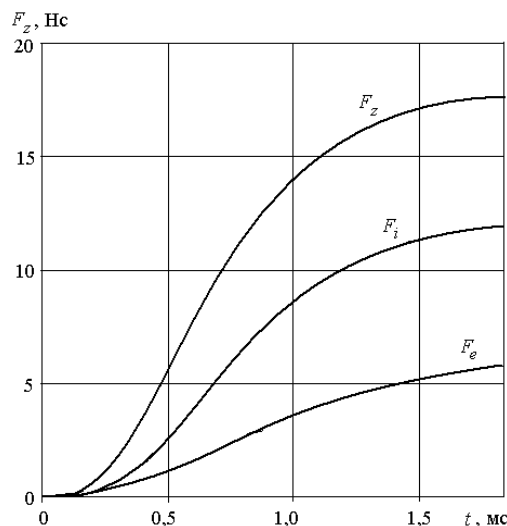


Рис. 5. Импульсы сил, действующие на якорь и его элементы в течение рабочего хода ЛУЭП

Импульс электродинамической силы F_i , действующий на ЭЭЯ, резко возрастает примерно до момента времени $t = 0,8$ мс, после чего его рост замедляется, достигая максимального значения 11,9 Нс в конце рабочего хода. Импульс электромагнитной силы F_e , действующий на ФЭЯ, также возрастает, но практически без замедления роста, достигая максимального значения 5,8 Нс в конце рабочего хода. В результате совместного действия электродинамической и электромагнитной сил на комбинированный якорь действует импульс результирующей аксиально-направленной силы F_z , который достигает величины 17,7 Нс, что более чем в 2,2 раза превышает импульс силы в базовом варианте ЛУЭП.

Под действием импульса результирующей аксиально-направленной силы F_z комбинированный якорь вместе с ИЭ совершает перемещение ΔZ со скоростью V (рис. 6). Их скорость постоянно возрастает, достигая максимального значения $V_m = 5,55$ м/с в конце рабочего хода. При этом наблюдается замедление роста скорости V , особенно после момента времени $t = 1,0$ мс. Отметим, что данная скорость почти на 37 % меньше, чем в базовом варианте ЛУЭП. Это объясняется тем, что масса комбинированного якоря почти в 7 раз больше массы базового варианта ЛУЭП. КПД ЛУЭП комбинированного типа возрастает на 36 % по сравнению с базовым вариантом.

Оценку эффективности указанных выше конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа проведем при помощи безразмерных параметров, отнесенных к соответствующим параметрам базового варианта ЛУЭП.

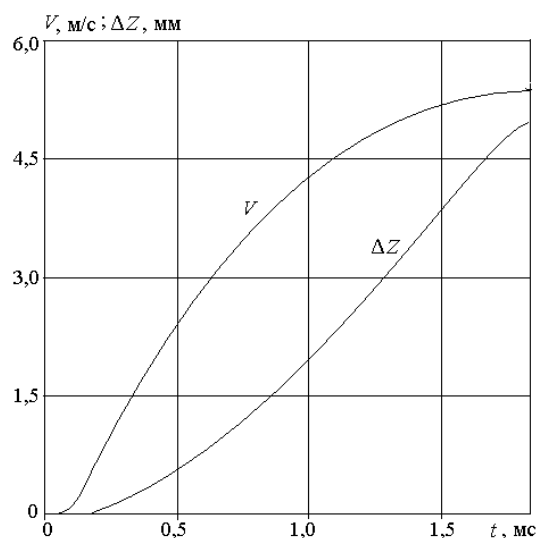


Рис. 6. Скорость и перемещение якоря в течение рабочего хода ЛУЭП

Для базового варианта ЛУЭП получены следующие электромеханические показатели: максимальная скорость $V_m = 8,52$ м/с, максимальная величина электродинамической силы $f_{zm} = 15,22$ кН, импульс силы $F_z = 7,99$ Нс, максимальная плотность тока в индукторе $j_{im} = 523,6$ А/мм² и КПД $\eta = 7,07$ % [10, 11]. Этот ЛУЭП имеет следующие массогабаритные показатели: масса якоря $m_a = 0,204$ кг, общая масса $m = 2,221$ кг и высота $G = 25$ мм.

В табл. 1 представлены относительные показатели конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа с выбранными параметрами.

Как видно из табл. 1, максимальная электродинамическая сила отталкивания f_{im} уменьшается в конструктивных схемах ЛУЭП № 1 – 6 на 20-35 % и незначительно увеличивается в схемах ЛУЭП № 7, 8 по сравнению с базовым вариантом.

Таблица 1

Относительные показатели конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа

№ схемы ЛУЭП	j_{im}^*	f_{im}^*	f_{zm}^*	F_i^*	F_z^*	V_m^*	η^*	m_a^*	m^*	G^*
1	0,340	0,798	1,060	1,490	2,218	0,651	1,360	6,970	1,243	1,8
2	0,349	0,810	1,058	1,532	2,229	0,635	1,321	7,142	1,576	2,2
3	0,325	0,798	1,060	1,518	2,251	0,663	1,395	6,970	1,576	2,2
4	0,306	0,616	0,841	0,956	1,399	1,079	1,655	3,098	1,679	2,8
5	0,307	0,626	1,105	0,711	1,249	0,852	1,494	4,480	1,576	2,2
6	0,332	0,727	0,761	1,340	1,485	0,971	2,312	5,348	1,790	3,0
7	0,563	1,093	1,178	1,117	1,388	0,736	1,164	4,676	1,538	2,4
8	0,579	1,101	1,188	1,070	1,349	0,669	0,959	4,656	1,046	1,6

Однако за счет электромагнитной силы притяжения f_e результирующая сила f_z , действующая на комбинированный якорь, примерно такая же, как в базовом варианте ЛУЭП. Только в конструктивных схемах ЛУЭП № 4 и № 6 указанная сила снижается.

Импульс результирующей силы F_z возрастает по сравнению с базовым вариантом для всех конструктивных схем ЛУЭП: более чем в 2,2 раза для схем ЛУЭП №1-3 и в 1,2-1,4 раза для схем ЛУЭП №4-8. За счет увеличения массы комбинированного якоря в 3-7 раз его скорость в основном снижается до 35 % по сравнению с базовым вариантом. Массогабаритные показатели ЛУЭП комбинированного типа существ-

венно увеличиваются по сравнению с базовым вариантом. Но при этом уменьшается плотность тока в индукторе, что благоприятно для электронной схемы возбуждения.

КПД всех конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа выше, чем у базового варианта. Наибольшая величина КПД в схеме ЛУЭП № 6, которая более чем в 2,3 раза превышает величину КПД базового варианта.

Магнитные поля ЛУЭП комбинированного типа. Рассмотрим распределение магнитных полей в ЛУЭП комбинированного типа, конструктивные схемы которых представлены на рис. 3. На рис. 7 показано распределение силовых линий и интенсивности индукции магнитного поля в момент максимума тока индуктора для этих конструктивных схем ЛУЭП.

Рассмотрим магнитные поля в конструктивных схемах ЛУЭП, в которых ФЭЯ выполнен в виде диска с наружной обечайкой, а ФС содержит внутреннюю цилиндрическую часть, охваченную индуктором (схемы № 1 – 3) (рис. 7, а – в). В конструктивной схеме ЛУЭП № 1 магнитное поле рассеяния мало (рис. 7, а). Наибольшая индукция магнитного поля наблюдается на верхнем наружном участке ФС.

На рис. 7, б показана конструктивная схема ЛУЭП № 2. Здесь ФС выполнен с центральным пазом, в котором расположен внутренний цилиндр ФЭЯ, и диском, обращенным к ЭЭЯ.

В данном преобразователе наибольшая индукция магнитного поля наблюдается во внутреннем цилиндре ФЭЯ и верхней части ФС. При отсутствии внутреннего цилиндра ФЭЯ и центрального паза в ФС наибольшая индукция наблюдается в верхней части ФС и в области между индуктором и ЭЭЯ (рис. 7, в). Таким образом, наличие дисковой части ФС заметно усиливает поле, которое становится более равномерным в ФЭЯ.

Если ФЭЯ выполнен в виде цилиндра, расположенного во внутреннем отверстии индуктора (рис. 7, г), то максимальная индукция магнитного поля наблюдается в нижней его части у наружной боковой поверхности. При этом ФС практически является малонасыщенным. Если ФЭЯ выполнен в виде диска, наружный диаметр которого совпадает с наружным диаметром ФС (рис. 7, д), то магнитная индукция в верхней части конструктивной схемы ЛУЭП № 5 принимает наибольшие значения, а поле становится более равномерным.

При расположении ЭЭЯ и ФЭЯ в пазу ФС распределение магнитного поля существенно зависит от наружного диаметра внутреннего цилиндра ФС. Если наружный диаметр внутреннего цилиндра ФС значителен, то магнитное поле в активных элементах конструктивной схемы ЛУЭП № 6 относительно небольшое (рис. 7, е). Если указанный диаметр мал, то магнитная индукция во внутреннем цилиндре ФС превышает индукцию насыщения материала, из которого выполнен сердечник (рис. 7, ж, з). При этом существенно увеличивается индукция магнитного поля в области между индуктором и ЭЭЯ.

Стратегия выбора конструктивной схемы ЛУЭП комбинированного типа. Анализируя данные табл. 1, 2 и характер распределения магнитных полей,

сложно отдать предпочтение тому или иному варианту, поскольку эффективность ЛУЭП комбинированного типа характеризует ряд противоречивых показателей. ЛУЭП должен развивать наибольший импульс силы F_z , действующий на комбинированный якорь, и обладать максимальным КПД η . Но при этом масса m и габариты G такого ЛУЭП должны быть минимальными. Наименьшей должна быть и максимальная плотность тока в индукторе j_{1m} , что важно для электронной системы возбуждения. Учитывая данные обстоятельства, введем интегральный показатель эффективности, учитывающий основные показатели ЛУЭП, значимость которых оценивается весовыми коэффициентами, определяемые из принятой стратегии выбора конструктивной схемы [15].

Для ЛУЭП комбинированного типа интегральный показатель эффективности, учитывающий максимальные значения импульса силы и КПД при минимальных массогабаритных показателях и плотности тока в индукторе, принимает вид:

$$K^* = \beta_1 \frac{j_{1m0}}{j_{1m}} + \beta_2 \frac{F_z}{F_{z0}} + \beta_3 \frac{\eta}{\eta_0} + \beta_4 \frac{m_0}{m} + \beta_5 \frac{G_0}{G},$$

где β_1 – весовой коэффициент, учитывающий максимальное значение плотности тока в индукторе j_{1m} ; β_2 – весовой коэффициент, учитывающий величину импульса силы, действующего на комбинированный якорь F_z ; β_3 – весовой коэффициент, учитывающий КПД ЛУЭП η ; β_4 – весовой коэффициент, учитывающий массу ЛУЭП m ; β_5 – весовой коэффициент, учитывающий габариты ЛУЭП G . Индексом «0» обозначены показатели базового варианта ЛУЭП.

Все весовые коэффициенты, указывающие степень важности соответствующего показателя в интегральном показателе эффективности ЛУЭП связаны соотношением [16]:

$$\sum_{i=1}^5 \beta_i = 1.$$

Рассмотрим шесть стратегий выбора наиболее эффективной конструктивной схемы ЛУЭП комбинированного типа, варианты которых представлены в табл. 2. Вариант стратегии выбора определяется соотношением весовых коэффициентов, которые задают приоритетность соответствующих показателей ЛУЭП.

Таблица 2
Варианты стратегии выбора конструктивной схемы ЛУЭП

	I	II	III	IV	V	VI
β_1	0,2	0,2	0,2	0,4	0,1	0,1
β_2	0,2	0,4	0,2	0,2	0,2	0,2
β_3	0,2	0,2	0,4	0,2	0,2	0,2
β_4	0,2	0,1	0,1	0,1	0,4	0,1
β_5	0,2	0,1	0,1	0,1	0,1	0,4

В варианте стратегии выбора I все показатели оцениваются равнозначно. В варианте стратегии II наивысший приоритет отдан величине импульса силы, действующего на комбинированный якорь F_z , в варианте III – КПД η , а в варианте IV – максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} . В вариантах II – IV массогабаритные показатели оцениваются наиболее низким приоритетом.

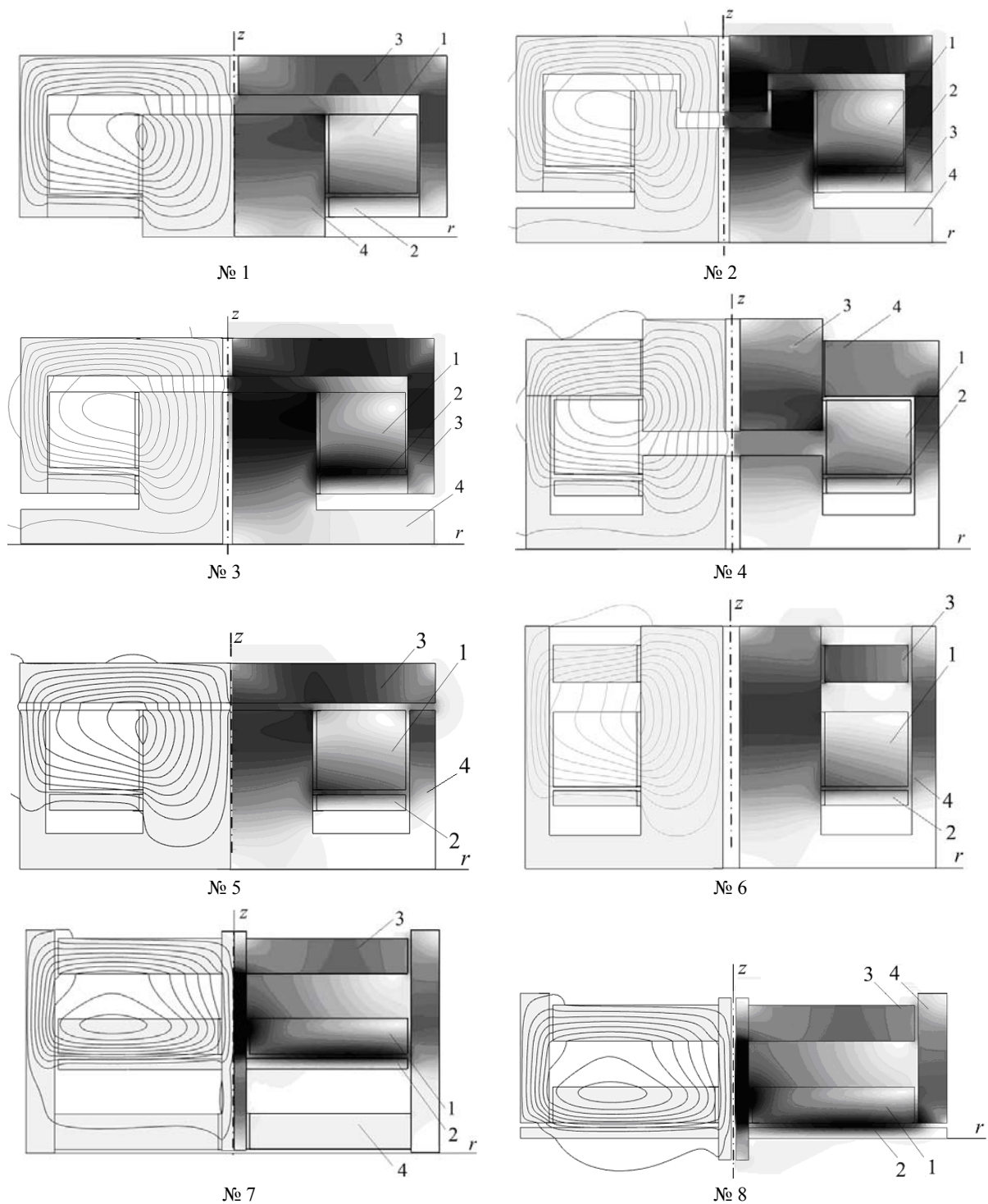


Рис. 7. Распределение магнитных полей в вариантах конструктивных схем ЛУЭП

В варианте стратегии выбора V наивысший приоритет отдан массе m , а в варианте VI – габаритам G ЛУЭП. При этом в варианте V наиболее низкий приоритет применен для максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} и массы m ЛУЭП. А в варианте VI наивысший приоритет применен для максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} и габаритам G ЛУЭП.

На рис. 8 представлены значения интегрального показателя эффективности для предложенных вариантов стратегии выбора конструктивной схемы ЛУЭП.

При равнозначности всех показателей (вариант стратегии I) и при наивысшем приоритете импульса силы F_2 (вариант стратегии II) наиболее эффективной

является конструктивная схема ЛУЭП № 1. Интегральный показатель эффективности данной схемы в 1,57 раз выше, чем в базовом варианте.

При наивысшем приоритете КПД η (вариант стратегии III) и максимальной плотности тока в индукторе j_{1m} (вариант стратегии IV) наиболее эффективной является конструктивная схема ЛУЭП № 6. Интегральный показатель эффективности данной схемы в варианте стратегии III в 1,91 раз выше, а в варианте стратегии IV – в 2,05 раз выше, чем в базовом варианте.

При наивысшем приоритете массы m , эффективность конструктивных схем ЛУЭП № 1 и № 6 примерно равна и является наивысшей (вариант страте-

гии выбора V). А при наивысшем приоритете габаритов G (вариант VI) наиболее эффективной является конструктивная схема ЛУЭП № 1.

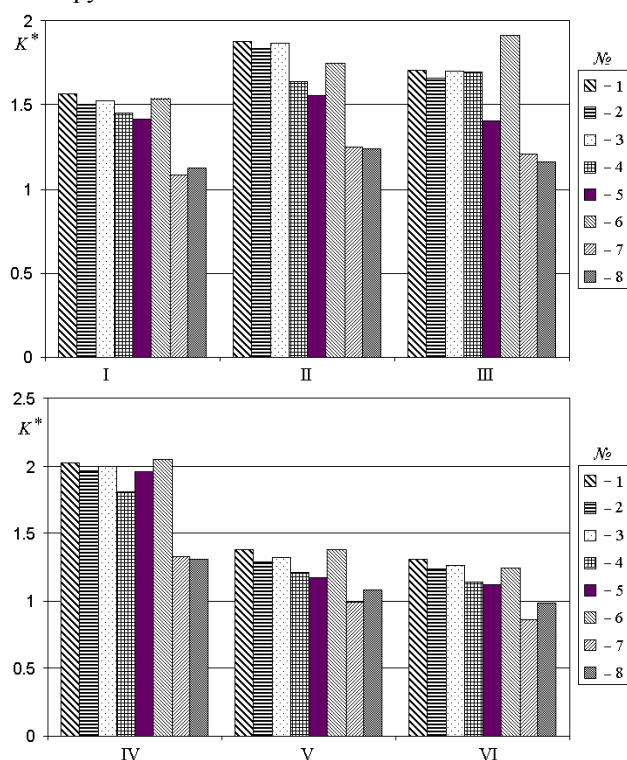


Рис. 8. Значения интегрального показателя эффективности при различных вариантах стратегии выбора конструктивной схемы ЛУЭП

Анализируя представленные варианты стратегий выбора конструктивной схемы ЛУЭП комбинированного типа, можно сделать следующие выводы.

Наиболее эффективными являются конструктивная схема ЛУЭП № 1, в которой ФЭЯ выполнен в виде диска с наружной обечайкой, а ФС содержит внутреннюю цилиндрическую часть, и конструктивная схема № 6, в которой индуктор, ЭЭЯ и ФЭЯ расположены в едином пазу ФС. Наименее эффективными являются конструктивные схемы ЛУЭП № 7 и № 8, у которых индуктор и ЭЭЯ выполнены в форме диска с малым внутренним отверстием.

Заключение. Предложена концепция ЛУЭП комбинированного типа с единым индуктором, возбуждаемым от емкостного накопителя энергии, объединяющая индукционный и электромагнитный преобразователи.

Для выбора параметров конструктивных схем ЛУЭП использован метод Монте-Карло, в котором в качестве целевой функции выбрана наибольшая величина импульса силы, созданного электродинамической и электромагнитной силами, действующего на комбинированный якорь.

Установлены особенности электромеханических характеристик и магнитных полей конструктивных схем ЛУЭП комбинированного типа.

При помощи нескольких стратегий выбора с использованием интегрального показателя определены наиболее и наименее эффективные конструктивные схемы ЛУЭП комбинированного типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Болюх В.Ф., Коритченко К.В. Основы напрямую розв'язки електромеханічних імпульсних прискорювачів // Електротехніка і електромеханіка. – 2009. – №4. – С. 7-13.
2. Здор Г.Н., Мамутов А.В., Мамутов В.С., Смотров Д.В. Разработка эффективных технологических устройств для магнитно-эластоимпульсной вырубке-пробивки тонколистовых материалов // Металлообработка. – 2001. – №2. – С. 28-32.
3. Болюх В.Ф., Щукин И.С. Линейные индукционно-динамические преобразователи. Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. – 496 с.
4. Угаров Г.Г., Нейман В.Ю. Тенденции развития и применения ручных ударных машин с электромеханическим преобразованием энергии // Известия вузов. Электромеханика. – 2002. – №2. – С. 37-43.
5. Нейман В.Ю. Анализ процессов энергопреобразования линейных электромагнитных машин с предварительным аккумулярованием магнитной энергии в динамических режимах // Электротехника. – 2003. – №2. – С. 30-36.
6. Гурин А.Г., Набока Б.Г., Гладченко В.Я. Волновые явления в электродинамических излучателях и формирование сложных гидроакустических сигналов // Технічна електродинаміка. – 2001. – №2. – С. 3-6.
7. Татмышевский К.В., Козлов С.А. Магнитно-импульсные установки для испытаний изделий авиакосмической техники на ударные воздействия // Авиакосмическое приборостроение. – 2005. – №12. – С. 52-57.
8. Тюткин В.А. Магнитно-импульсный способ разрушения сводов и очистки технологического оборудования от налипших материалов // Электротехника. – 2002. – №11. – С. 24-28.
9. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Устройство защиты компьютерной информации от несанкционированного доступа на основе индукционно-динамического двигателя // Электротехніка і електромеханіка. – 2008. – №2. – С. 5-10.
10. Болюх В.Ф. Пути совершенствования линейных электромеханических преобразователей импульсного действия // Электротехніка і електромеханіка. – 2006. – №5. – С. 14-21.
11. Болюх В.Ф., Щукин И.С. Схемно-конструктивные совершенствования ударных электромеханических преобразователей индукционного типа // Электротехніка і електромеханіка. – 2010. – № 5. – С. 5-11.
12. Болюх В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Влияние параметров ферромагнитного сердечника на эффективность индукционно-динамического двигателя // Электротехніка і електромеханіка. – 2012. – №6. – С. 20-27.
13. Bolyukh, V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter // Measurement Techniques. – 2014. – vol.56. – iss.10. – pp. 1098-1104.
14. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Katkov I.I. The use of fast cryogenic cooling and ferromagnetic core greatly increases efficiency of a linear induction-dynamic converter // Refrigeration Science and Technology. – 13th International Institute of Refrigeration Conference on Cryogenics. – Prague, Czech Republic. – April 7-11, 2014. – Code 106226. – 2014. – pp. 268-275.
15. Bolyukh V.F., Lysenko L.I., Bolyukh E.G. Parameters of high-efficiency pulsed inductive electromechanical converters // Russian Electrical Engineering. – 2004. – vol.75. – №12. – pp. 1-11.
16. Bolyukh V.F., Luchuk V.F., Rassokha M.A., Shchukin I.S. High-efficiency impact electromechanical converter // Russian electrical engineering. – 2011. – vol.82. – №2. – pp. 104-110.

REFERENCES

1. Bolyukh V.F., Korytchenko K.V. Mainstreams of development of electromechanical impulse accelerators. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2009, no.4, pp. 7-13. (Rus).
2. Zdor G.N., Mamut A.V., Mamut V.S., Smotrakov D.V. Development of effective technological devices for magnetic elastic

impulse cutting-punching thin materials. *Metalloobrabotka – Metal Processing*, 2001, no.2, pp. 28-32. (Rus).

3. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. *Lineinye indukcionno-dinamicheskie preobrazovateli* [Linear induction-dynamic converters]. Saarbrücken, Germany, LAP Lambert Academic Publ., 2014. 496 p. (Rus).

4. Ugarov G.G., Neiman V.Y. Trends in the development and use of hand-held drum machines with electromechanical energy conversion. *Izvestiia vuzov. Elektromekhanika – Proceedings of the universities. Electromechanics*, 2002, no.2, pp. 37-43. (Rus).

5. Neiman V.Y. Analysis of the processes of energy conversion of linear electromagnetic machines with preliminary accumulation of magnetic energy in dynamic modes. *Elektrotehnika – Electrical Engineering*, 2003, no.2, pp. 30-36. (Rus).

6. Gurin A.G., Naboka B.G., Gladchenko V.J. Wave phenomena in electromagnetic emitters and the formation of complex acoustic signals. *Tekhnichna elektrodynamika – Technical electrodynamics*, 2001, no.2, pp. 3-6. (Rus).

7. Tatmyshevsky K.V., Kozlov S.A. Magnetic pulse installation for testing products for aerospace shock effects. *Aviakosmicheskoe priborostroenie – Aerospace Instrument*, 2005, no.12, pp. 52-57. (Rus).

8. Tyutkin V.A. Magnetic pulse method for breaking arches and cleaning of process equipment from adhering materials. *Elektrotehnika – Electrical Engineering*, 2002, no.11, pp. 24-28. (Rus).

9. Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V. F., Shchukin I.S. Device for computer information security from unauthorized access on the basis of an induction-dynamic motor. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2008, no.2, pp. 5-10. (Rus).

10. Bolyukh V.F. Ways of improvement of electromechanical linear impulse converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2006, no.5, pp. 14-21. (Rus).

11. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. Schematic constructive improvement of impact electromechanical induction type converters. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2010, no.5, pp. 5-11. (Rus).

12. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Influence of ferromagnetic core parameters on induction-type dynamic motor efficiency. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.6, pp. 20-27. (Rus).

13. Bolyukh, V.F., Vinnichenko A.I. Concept of an induction-dynamic catapult for a ballistic laser gravimeter. *Measurement Techniques*, 2014, vol.56, iss.10, pp. 1098-1104. doi: 10.1007/s11018-014-0337-z.

14. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Katkov I.I. The use of fast cryogenic cooling and ferromagnetic core greatly increases

efficiency of a linear induction-dynamic converter. *Refrigeration Science and Technology. 13th International Institute of Refrigeration Conference on Cryogenics*. Prague, Czech Republic, April 7-11, 2014. Code 106226. pp. 268-275.

15. Bolyukh V.F., Lysenko L.I., Bolyukh E.G. Parameters of high-efficiency pulsed inductive electromechanical converters. *Russian Electrical Engineering*, 2004, vol.75, no.12, pp. 1-11.

16. 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.

Поступила (received) 05.02.2015

Болюх Владимир Федорович¹, д.т.н., проф.,
Олексенко Сергей Владимирович¹, аспирант,
Щукин Игорь Сергеевич^{1,2}, к.т.н., доц.,

¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076427,
e-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, oleksenko_sergii@mail.ru

²ООО Фирма «ТЭТРА, Ltd»,
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076427, e-mail: tech@tetra.kharkiv.com.ua

V.F. Bolyukh¹, S.V. Oleksenko¹, I.S. Schukin^{1,2}

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

²Firm Tetra, LTD,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

A comparative analysis of constructive schemes of linear impactor electromechanical converters combined type.

The concept of linear impactor electromechanical converter combined type with a single inductor excited by capacitive energy storage aperiodic pulse is proposed. The concept combines induction and electromagnetic converters. For the synthesis of the converter parameters the Monte Carlo method is used. As the objective function is selected the maximum value of the total pulse the electrodynamic and electromagnet force acting on the combined anchor. The features and characteristics of electro-magnetic field converters are identified. Considered several of selection policies and by means of integral index identified the most and least efficient design of the converter circuit. References 16, tables 2, figures 8.

Key words: linear impactor electromechanical converters, induction converter, electromagnetic converter, synthesis of the converter parameters, magnetic field, efficient design.

СОСТАВЛЯЮЩИЕ СУММАРНОЙ МОЩНОСТИ ПОТЕРЬ В ТРЕХФАЗНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ ПРИ СИММЕТРИЧНЫХ СИНУСОИДАЛЬНЫХ НАПРЯЖЕНИЯХ ИСТОЧНИКА

Ціль. Оцінка енергетичної ефективності трифазних систем електропостачання при передачі енергії від джерела до навантаження створює необхідність появи нових теорій, що описують причини виникнення додаткових втрат і їх вагу в загальних сумарних втратах енергії. Метою статті є розробка зручного математичного апарату для такої оцінки та експериментальна перевірка його коректності. **Методика.** Використовувалася сучасна теорія миттєвих активної і реактивної потужностей, графічне заміщення складної розгалуженої системи електропостачання спрощеною розрахунковою схемою, теорія електричних кіл, комп'ютерне моделювання в програмному середовищі Matlab. **Результати.** Отримано універсальне розрахункове співвідношення для визначення складових сумарної потужності втрат в трифазних системах електропостачання з трифазним симетричним джерелом синусоїдальних напруг. Перевірка отриманого співвідношення на створеній Matlab-моделі трифазної системи електропостачання показала високу точність збігу теоретичних результатів з результатами комп'ютерного моделювання. **Наукова новизна.** Вперше отримано співвідношення, що зв'язує реактивну потужність, а також пульсації миттєвої активної потужності з відповідними складовими додаткових втрат, що дозволило запропонувати унікальний метод вагової оцінки останніх. **Практичне значення.** Розроблено положення для детектування причин виникнення додаткових втрат в трифазних системах електропостачання з симетричним синусоїдальним джерелом напруги, а також для обґрунтування коректності вибору фільтро-компенсуючого пристрою, при використанні якого система електропостачання буде працювати в режимі з мінімальними втратами енергії. Створена Matlab-модель, що дозволяє досліджувати енергетичну ефективність трифазної системи електропостачання і розраховувати складові потужності додаткових втрат при будь-яких можливих причинах їх виникнення. Бібл. 10, табл. 6, рис. 3.

Ключові слова: система електропостачання, потужність додаткових втрат, мінімально можливі втрати, Matlab-модель системи електропостачання.

Цель. Оценка энергетической эффективности трехфазных систем электроснабжения при передаче энергии от источника в нагрузку создает необходимость в появлении новых теорий, описывающих причины возникновения дополнительных потерь и их вес в общих суммарных потерях энергии. Целью статьи является разработка удобного математического аппарата для такой оценки и экспериментальная проверка его корректности. **Методика.** Использовались современная теория мгновенных активной и реактивной мощностей, графическое замещение сложной разветвленной системы электроснабжения упрощенной расчетной схемой, теория электрических цепей, компьютерное моделирование в программной среде Matlab. **Результаты.** Получено универсальное расчетное соотношение для определения составляющих суммарной мощности потерь в трехфазных системах электроснабжения с трехфазным симметричным источником синусоидальных напряжений. Проверка полученного соотношения на созданной Matlab-модели трехфазной системы электроснабжения показала высокую точность совпадения теоретических результатов с результатами компьютерного моделирования. **Научная новизна.** Впервые получено соотношение, связывающее реактивную мощность, а также пульсации мгновенной активной мощности с соответствующими составляющими дополнительных потерь, что позволило предложить уникальный метод весовой оценки последних. **Практическое значение.** Разработаны положения для детектирования причин возникновения дополнительных потерь в трехфазных системах электроснабжения с симметричным синусоидальным источником напряжения, а также для обоснования корректности выбора фильтро-компенсирующего устройства, при использовании которого система электроснабжения будет работать в режиме с минимальными потерями энергии. Создана компьютерная Matlab-модель, позволяющая исследовать энергетическую эффективность трехфазной системы электроснабжения и рассчитывать составляющие мощности дополнительных потерь при любых возможных причинах их возникновения. Библ. 10, табл. 6, рис. 3.

Ключевые слова: система электроснабжения, мощность дополнительных потерь, минимально возможные потери, Matlab-модель трехфазной системы электроснабжения.

Введение. Современная теория мгновенных активной и реактивной мощностей трехфазных трехпроводных и четырехпроводных систем электроснабжения (СЭ), в которой однофазная СЭ рассматривается как частный случай трехфазной, возникающий при обрыве двух фаз [1-5], основывается на следующих основных положениях:

1. Рассматривается эквивалентная схема СЭ, представленная на рис. 1.

В соответствии с рис. 1 энергия передается из источника *Source* в нагрузку *Load*. Сопротивление фазы линии равно R_s , а сопротивление нулевого провода – R_n . Фазные векторы напряжения источника \vec{u}_s измеряются в точках общего присоединения нагрузок *PCC* (Point of Common Coupling), а векторы фазных напряжений нагрузки \vec{u}_{Load} – на клеммах нагрузки.

Внутри блока нагрузки могут быть подключены линейные и нелинейные резисторы, реакторы, конденсаторы, источники тока и напряжения.

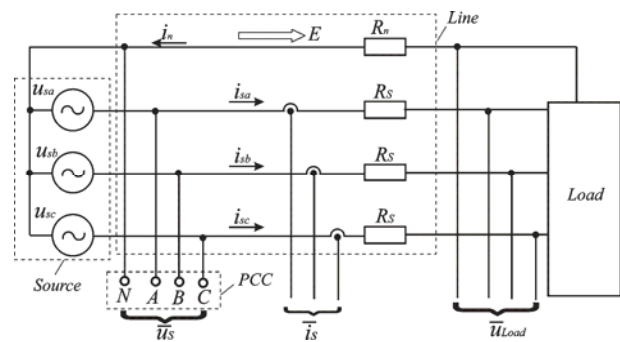


Рис. 1. Эквивалентная схема трехфазной СЭ

2. Векторы напряжений и тока представляются в одной из пространственных декартовых систем координат, например, abc [6]:

$$\vec{u}_s = \vec{i} \cdot u_{sa} + \vec{j} \cdot u_{sb} + \vec{k} \cdot u_{sc}, \quad (1)$$

$$\vec{i}_s = \vec{i} \cdot i_{sa} + \vec{j} \cdot i_{sb} + \vec{k} \cdot i_{sc}, \quad (2)$$

где u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} – мгновенные фазные напряжения источника; i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} – мгновенные фазные токи; $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – орты, направленные по осям a, b, c системы координат.

3. Мгновенная активная мощность рассматривается как скорость передачи энергии из трехфазного источника в трехфазную нагрузку, ее величина определяется как скалярное произведение вектора напряжения на вектор тока

$$p = \vec{u}_s \cdot \vec{i}_s = |\vec{u}_s| \cdot |\vec{i}_s| \cdot \cos \varphi, \quad (3)$$

где φ – угол сдвига между пространственными векторами напряжения и тока, рассчитываемый по соотношению [6]:

$$\cos \varphi = \frac{u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc}}{|\vec{u}_s| \cdot |\vec{i}_s|}. \quad (4)$$

Другая формула для определения мгновенной активной мощности [6]:

$$p = u_{sa} \cdot i_{sa} + u_{sb} \cdot i_{sb} + u_{sc} \cdot i_{sc}. \quad (5)$$

Из (3) – (5) следует, что мгновенная активная мощность – скалярная величина, знак которой определяет направление потока энергии.

4. Вектор мгновенной реактивной мощности определяется как результат векторного произведения вектора напряжения на вектор тока в пространственной декартовой системе координат

$$\vec{q} = \vec{u}_s \times \vec{i}_s = \begin{bmatrix} q_a \\ q_b \\ q_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{sb} & u_{sc} \\ i_{sb} & i_{sc} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_{sa} & u_{sb} \\ i_{sa} & i_{sb} \end{bmatrix}^t. \quad (6)$$

Модуль вектора мгновенной реактивной мощности:

$$q = |\vec{q}| = |\vec{u}| \cdot |\vec{i}| \cdot \sin \varphi, \quad (7)$$

где угол φ определяется из соотношения (4).

Как было показано в [8], реактивная мощность не определяет скорость передачи энергии в СЭ и является лишь расчетной величиной. Однако протекание реактивных токов в проводниках, соединяющих трехфазный источник и нагрузку, вызывает дополнительные потери, величина которых зависит от величины реактивной мощности. Возможны четыре причины возникновения дополнительных потерь, связанных с реактивной мощностью: наличие в СЭ реактивных и нелинейных элементов, асимметрия нагрузки, асимметрия источника энергии. В [10] на примере трехфазной трехпроводной системы электроснабжения с трехфазным симметричным источником были рассмотрены два варианта возникновения дополнительных потерь: симметричная активно-реактивная нагрузка и асимметричная резистивная нагрузка. Было доказано, что для двух этих вариантов справедливым является расчетное соотношение, связывающее с высокой точностью суммарную мощность потерь в СЭ со среднеквадратическим значением модуля пространственного вектора реактивной мощности:

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \left(\frac{1}{\eta_{\max}} - 1 \right) \cdot \left(1 + Q_{RMS}^2 \right) P_{usfRMS} = \text{const}, \quad (8)$$

где

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \Delta P_{\Sigma} / P_{usf} - \quad (9)$$

относительная, вычисленная в периоде повторяемости, суммарная мощность потерь электроэнергии; η_{\max} – максимально возможный КПД, соответствующий режиму работы с неизменным значением мгновенной активной мощности и отсутствием реактивной мощности в СЭ. Этот параметр зависит от отношения мощности резистивного короткого замыкания к средней полезной мощности нагрузки P_{SC}/P_{usf} и является постоянной величиной для СЭ [7]. Значения η_{\max} для некоторых сочетаний отношения P_{SC}/P_{usf} представлены в табл. 1.

Таблица 1

Максимально возможный КПД СЭ								
P_{SC}/P_{usf}	4	10	20	30	40	50	75	100
η_{\max}	0.5	0.887	0.947	0.965	0.974	0.980	0.986	0.99

$$Q_{RMS}^* = \frac{Q_{RMS}}{P_{usf}} = \frac{1}{P_{usf}} \cdot \sqrt{\frac{1}{T_{rep}} \int_t^{t+T_{rep}} |\vec{q}|^2 dt} - \quad (10)$$

относительное среднеквадратическое значение модуля пространственного вектора реактивной мощности, вычисляемое в периоде повторяемости T_{rep} ;

$$P_{usfRMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{rep}} \int_t^{t+T_{rep}} p_L^2 dt} - \quad (11)$$

среднеквадратическое значение полезной мощности нагрузки, вычисляемое в периоде повторяемости T_{rep} .

В [10] при перенесении результатов расчета суммарной мощности потерь в СЭ с симметричной активно-реактивной нагрузкой на СЭ с асимметричной резистивной нагрузкой поддерживалось неизменным не среднее P_{usfAV} , а среднеквадратическое P_{usfRMS} значение полезной активной мощности нагрузки, что не позволило учесть мощность дополнительных потерь, связанных с пульсациями мгновенной активной мощности, которые имеют место в случае асимметрии нагрузки. Для оценки дополнительной составляющей мощности потерь, связанных с пульсациями мгновенной активной мощности [7] необходимо уточнить соотношение (8). Можно предположить, что уточненное соотношение будет справедливым для расчета суммарной мощности потерь трехфазной СЭ с нелинейной нагрузкой. Отдельным вопросом остается расчет составляющих дополнительных потерь в трехфазных четырехпроводных СЭ.

В настоящей статье, как полагают ее авторы, удалось найти ответы на эти вопросы и систематизировать результаты предыдущих исследований.

Упрощенная расчетная схема трехфазной СЭ. Разветвленную трехфазную СЭ и эквивалентную схему можно заменить расчетной схемой, представленной на рис. 2. Расчетная схема состоит из трех основных элементов: трехфазного источника синусоидальных симметричных напряжений (*Source*)

$$\begin{aligned} u_{sa} &= U_m \cdot \sin(\vartheta); \\ u_{sb} &= U_m \cdot \sin\left(\vartheta - \frac{2\pi}{3}\right); \\ u_{sc} &= U_m \cdot \sin\left(\vartheta + \frac{2\pi}{3}\right); \end{aligned} \quad (12)$$

блока трехфазной нагрузки (*Load*), в каждую фазу которого включены активно-реактивное сопротивление, управляемый источник тока (*J*) и блок соединительных кабелей (*Line*), активное сопротивление которых учтено резистором R_s . Положим, что активное сопротивление нулевого провода R_n в зависимости от рассматриваемого режима может принимать три значения:

1. Трехфазная трехпроводная СЭ при $R_n = \infty$.
2. Трехфазная четырехпроводная СЭ при $R_n = 0$.
3. Трехфазная четырехпроводная СЭ при $R_n = R_s$.

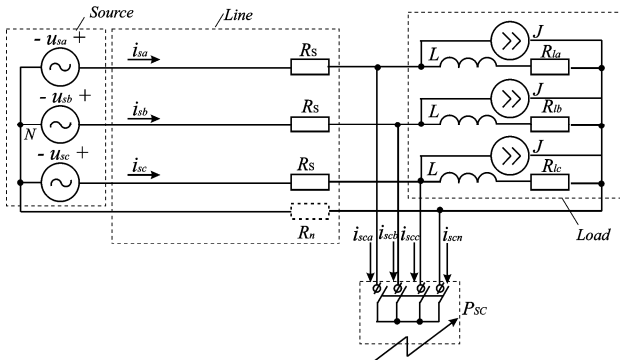


Рис. 2. Расчетная схема трехфазной СЭ

Представленная на рис. 2 расчетная схема позволяет исследовать три вида нагрузок: активно-реактивную, резистивную асимметричную и нелинейную.

Мощность трехфазного резистивного короткого замыкания источника энергии P_{SC} определяется в точках совместного подключения эквивалентной нагрузки

$$P_{SC} = \frac{3 \cdot U_{sm}^2}{2 \cdot R_s} \quad (13)$$

Для трехфазной СЭ с синусоидальными симметричными источниками напряжений с учетом трех указанных выше разновидностей нагрузки и трех вариантов значения активного сопротивления нулевого провода возможны 9 вариантов отдельных причин появления дополнительных потерь в СЭ.

Составляющие дополнительных потерь в СЭ.

Любой режим работы СЭ сопровождается потерями электроэнергии, которые условно можно разделить на минимально возможные и дополнительные

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \Delta P_{\min^*} + \Delta P_{add^*}, \quad (14)$$

где

$$\Delta P_{\min^*} = \frac{1}{\eta_{\max}} - 1 \quad (15)$$

относительная минимальная мощность потерь, соответствующая работе СЭ с максимально возможным КПД; отсутствие пульсаций в графике мгновенной активной мощности и отсутствие реактивной мощности;

$$\Delta P_{add^*} = \frac{\Delta P_{add}}{P_{usf}} \quad (16)$$

относительная мощность дополнительных потерь, соответствующая отклонениям режима работы СЭ от режима с максимально возможным КПД.

Для трехфазных четырехпроводных СЭ относительную мощность дополнительных потерь можно разложить на три составляющие

$$\Delta P_{add^*} = \Delta P_{q^*} + \Delta P_{puls^*} + \Delta P_{0^*}, \quad (17)$$

где

$$\Delta P_{q^*} = \frac{\Delta P_q}{P_{usf}} \quad (18)$$

относительная мощность дополнительных потерь, обусловленных наличием в СЭ реактивной мощности;

$$\Delta P_{puls^*} = \frac{\Delta P_{puls}}{P_{usf}} \quad (19)$$

относительная мощность дополнительных потерь, обусловленных наличием пульсаций в кривой мгновенной активной мощности;

$$\Delta P_{0^*} = \frac{\Delta P_0}{P_{usf}} \quad (20)$$

относительная мощность дополнительных потерь, обусловленных протеканием тока в нулевом проводе.

Принимая полезную мощность нагрузки равной средней активной мощности нагрузки, вычисляемой в периоде повторяемости

$$P_{usf} = P_{usfAV} = \frac{1}{T_{rep}} \cdot \int_t^{t+T_{rep}} P_L dt, \quad (21)$$

неизменной при изменении угла φ , запишем соотношение для реального коэффициента полезного действия СЭ [9]

$$\begin{aligned} \eta_{real} &= \frac{P_{usf}}{P_{usf} + \Delta P_{\Sigma}} = \frac{1}{1 + \Delta P_{\Sigma^*}} = \\ &= \frac{1}{1 + \left(\frac{1}{\eta_{\max}} - 1 \right) \cdot \left(1 + \tan^2 \varphi \right)} \end{aligned} \quad (22)$$

Учитывая, что нагрузка может носить нелинейный характер, и что в кривой мгновенной активной мощности содержатся высшие гармоники

$$\tan^2 \varphi = \frac{Q_{RMS}^2}{P_{RMS}^2} = \frac{Q_{RMS}^2}{P_{usf}^2 + \frac{1}{2} \cdot \sum_n P_{im}^2} = \frac{Q_{RMS}^2}{P_{usf}^2 + P_{\Sigma RMS}^2}, \quad (23)$$

где P_{im} – амплитуда i -й гармоники в кривой мгновенной активной мощности; $P_{\Sigma RMS}$ – суммарное среднеквадратическое значение пульсации мгновенной активной мощности.

Подставив (23) в (22), с учетом допущения, получим уточненное соотношение для расчета относительной мощности суммарных потерь трехфазной трехпроводной СЭ

$$\begin{aligned} \Delta P_{\Sigma^*} &= \left(\frac{1}{\eta_{\max}} - 1 \right) \times \\ &\times \left(1 + Q_{RMS}^2 + P_{\Sigma RMS}^2 \right) \Big|_{P_{usfAV} = const} \end{aligned} \quad (24)$$

где

$$P_{\Sigma RMS}^2 = \frac{P_{\Sigma RMS}}{P_{usf}} \quad (25)$$

относительное суммарное среднеквадратическое значение пульсации мгновенной активной мощности.

Относительная погрешность расчета по соотношению (24)

$$\delta_{\Delta P_{\Sigma^*}} = \frac{P_{\Sigma RMS^*}^2}{1 + P_{\Sigma RMS^*}^2}. \quad (26)$$

Подставив (17), (24) в (14) получим соотношение для расчета относительной мощности суммарных потерь трехфазной четырехпроводной СЭ

$$\Delta P_{\Sigma^*} = \left(\frac{1}{\eta_{\max}} - 1 \right) \times \left(1 + Q_{RMS^*}^2 + P_{\Sigma RMS^*}^2 \right) + \Delta P_{0^*} \left| P_{usfAV} = \text{const}. \quad (27)$$

Соотношение (27) можно считать универсальным для определения мощности суммарных потерь, а также ее составляющих для трехфазных систем электроснабжения с симметричным источником синусоидальных напряжений.

Matlab-модели трехфазной СЭ. Для проверки теоретического соотношения (27) была создана компьютерная Matlab-модель трехфазной системы электроснабжения, представленная на рис. 3. По своей структуре Matlab-модель повторяет упрощенную расчетную схему (см. рис. 2) и состоит из пяти типов блоков:

1. Элементы силовой схемы – 1–13.
2. Датчики тока и напряжения – 14 – 27.
3. Подсистема формирования управляющих воздействий – 28.
4. Подсистемы обработки измеряемой информации – 29, 30.
5. Виртуальные регистрирующие приборы (осциллографы и мультиметры) – 31 – 33.

Блок трехфазной нагрузки представляет собой включенные параллельно в каждую фазу активно-индуктивное сопротивление и регулируемый источник тока, параметры которого задаются регулируемыми коэффициентами

$$\begin{aligned} R_{la} &= k_l \cdot k_{la} \cdot R_{load}; \\ R_{lb} &= k_l \cdot k_{lb} \cdot R_{load}; \\ R_{lc} &= k_l \cdot k_{lc} \cdot R_{load}; \end{aligned} \quad (28)$$

$$L = k_L \cdot L_{load} = \frac{R_{load} \cdot \tan \varphi}{2 \cdot \pi \cdot f_s};$$

$$J = k_{garm} \cdot \sum_n j_i = k_{garm} \cdot \sum_n \frac{U_m}{n \cdot (R_s + R_{load})} \cdot \sin(n \cdot \vartheta),$$

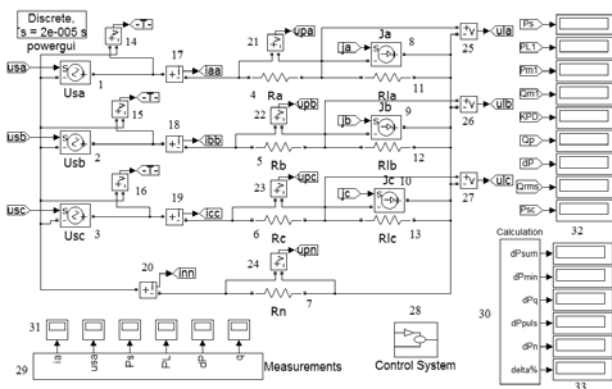


Рис. 3. Matlab-модель эквивалентной схемы трехфазной СЭ

где k_l – коэффициент пропорциональности, введенный для поддержания неизменной величины полезной активной мощности нагрузки, вычисляемой в периоде

повторяемости; k_{la}, k_{lb}, k_{lc} – коэффициенты асимметрии резистивной нагрузки; k_L – коэффициент учета индуктивного сопротивления; k_{garm} – коэффициент гармоник; n – номер гармоники.

Указанные коэффициенты позволяют моделировать рассматриваемые варианты появления составляющих дополнительных потерь в СЭ. Сочетания коэффициентов представлены в табл. 2.

Таблица 2

Сочетание коэффициентов при моделировании СЭ

Номер режима	Причина появления дополнительных потерь	Сочетания коэффициентов
1	Наличие реактивных элементов в нагрузке	$k_l = \text{var}$ $k_{la} = 1$ $k_{lb} = 1$ $k_{lc} = 1$ $k_L = 1$ $k_{garm} = 0$
2	Асимметрия резистивной нагрузки	$k_l = \text{var}$ $k_{la} = \text{var}$ $k_{lb} = \text{var}$ $k_{lc} = \text{var}$ $k_L = 0$ $k_{garm} = 0$
3	Наличие нелинейных элементов в нагрузке	$k_l = \text{var}$ $k_{la} = 1$ $k_{lb} = 1$ $k_{lc} = 1$ $k_L = 0$ $k_{garm} = \text{var}$

Расчет составляющих мощности дополнительных потерь выполнялся для отношения мощности КЗ к средней полезной мощности нагрузки $k_{sc} = P_{sc}/P_{usf} = 20$ при неизменных величинах: $U_m = 311.13 \text{ V}$, $f_s = 50 \text{ Hz}$, $P_{usf} = \text{const} = 400.1 \text{ kW}$, $R_s = 0.01815 \text{ }\Omega$, $R_{load} = 0.3256 \text{ }\Omega$ и трех значениях сопротивления нулевого провода: $R_n = \infty, 0, R_s$.

При исследовании СЭ с симметричной смешанной активно-индуктивной нагрузкой индуктивность L рассчитывалась по соотношению (28) для четырех значений угла фазового сдвига $\varphi = 0^\circ, 15^\circ, 20^\circ, 25^\circ$.

При исследовании СЭ с асимметричной резистивной нагрузкой коэффициенты k_{la}, k_{lb}, k_{lc} – выбирались исходя из условия

$$k_{la}^2 + k_{lb}^2 + k_{lc}^2 = 3, \quad (29)$$

при неизменном значении $k_{la} = \text{const} = 1$ и четырех значениях коэффициента $k_{lb} = 1, 1.3, 1.35, 1.4$.

При исследовании СЭ с симметричной нелинейной нагрузкой к основной гармонике тока добавлялись высшие нечетные гармоники до 37-й, а также принимались четыре значения коэффициента гармоник $k_{garm} = 0, 1, 1.5, 2$.

Сопоставление результатов расчета и Matlab моделирования. С помощью созданной Matlab-модели СЭ было проведено сопоставление результатов теоретического расчета и экспериментального определения относительной суммарной мощности потерь для трех одиночных причин их возникновения и трех конфигураций СЭ. Результаты сопоставления представлены в табл. 3 – 5. Номер режима в заголовках таблиц соответствует номеру из табл. 2.

Проверка расчета осуществлялась измерением мощности суммарных потерь на Matlab-модели СЭ, с определением относительной погрешности расчета

$$\delta_{\Delta P_{\Sigma}} = \frac{|\Delta P_{2\Sigma^*} - \Delta P_{1\Sigma^*}|}{\Delta P_{1\Sigma^*}} \cdot 100\%, \quad (30)$$

где $\Delta P_{1\Sigma^*}$ – относительная суммарная мощность потерь, измеренная на Matlab-модели; $\Delta P_{2\Sigma^*}$ – относительная суммарная мощность потерь, рассчитанная по (27).

Для трехфазной четырехпроводной СЭ при учете сопротивления нулевого провода погрешность расчета не определялась.

В табл. 6 представлены осциллограммы мгновенных активной мощности сети и модуля вектора мгновенной реактивной мощности, полученные на Matlab-модели для исследуемых трех режимов работы СЭ.

Анализируя данные табл. 3 – 5 можно сделать вывод, что полученное расчетное соотношение (27) позволяет с высокой степенью точности определять суммарную мощность потерь и оценивать доли ее составляющих в формировании дополнительных потерь электроэнергии в зависимости от режима работы СЭ.

Таблица 3

Результаты расчета составляющих мощности дополнительных потерь в режиме 1

R_n	k_l	η	Q_{rms^*}	$P_{\Sigma RMS^*}$	$\Delta P_{1\Sigma^*}$	$\Delta P_{2\Sigma^*}$	ΔP_{min^*}	ΔP_q^*	ΔP_{puls^*}	ΔP_0^*	$\delta_{\Delta P_{\Sigma}}, \%$
∞	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	0
0	0.922	0.943	0.2906	0	0.06046	0.06045	0.05574	0.004708	0	0	0.016
R_s	0.842	0.9379	0.4322	0	0.0662	0.06616	0.05574	0.01041	0	0	0.06
	0.6775	0.924	0.6883	0	0.08228	0.08215	0.05574	0.02641	0	0	0.158

Таблица 4

Результаты расчета составляющих мощности дополнительных потерь в режиме 2

R_n	k_l	η	Q_{rms^*}	$P_{\Sigma RMS^*}$	$\Delta P_{1\Sigma^*}$	$\Delta P_{2\Sigma^*}$	ΔP_{min^*}	ΔP_q^*	ΔP_{puls^*}	ΔP_0^*	$\delta_{\Delta P_{\Sigma}}, \%$
∞	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	0
	1.1008	0.9446	0.1611	0.1611	0.05865	0.05864	0.05574	0.001447	0.001447	0	0.016
	1.173	0.9428	0.2091	0.2091	0.06064	0.06062	0.05574	0.002437	0.002437	0	0.038
	1.358	0.9387	0.2928	0.2928	0.06532	0.0653	0.05574	0.004775	0.004775	0	0.027
0	1	0.947	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	0
	1.1707	0.9403	0.3214	0.1857	0.06345	0.06342	0.05574	0.00576	0.001919	0	0.048
	1.331	0.9334	0.4569	0.2638	0.07131	0.07126	0.05574	0.01164	0.003879	0	0.066
	2.0465	0.9067	0.7941	0.4585	0.1029	0.1026	0.05574	0.03515	0.01172	0	0.259
R_s	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	–
	1.1513	0.9335	0.2935	0.18335	0.07126	0.07126	0.05574	0.00480	0.001873	0.00884	–
	1.285	0.9194	0.42	0.26007	0.08771	0.08771	0.05574	0.00984	0.00377	0.01836	–
	1.8175	0.8604	0.7618	0.46209	0.1632	0.1632	0.05574	0.03235	0.0119	0.0623	–

Таблица 5

Результаты расчета составляющих мощности дополнительных потерь в режиме 3

R_n	k_l	η	Q_{rms^*}	$P_{\Sigma RMS^*}$	$\Delta P_{1\Sigma^*}$	$\Delta P_{2\Sigma^*}$	ΔP_{min^*}	ΔP_q^*	ΔP_{puls^*}	ΔP_0^*	$\delta_{\Delta P_{\Sigma}}, \%$
∞	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	0
	0.995	0.9428	0.2951	0.04243	0.06072	0.0607	0.05574	0.004854	0.0001	0	0.03
	0.9887	0.9372	0.4451	0.06406	0.06706	0.06702	0.05574	0.01104	0.000229	0	0.07
	0.98	0.9292	0.5983	0.08613	0.07619	0.07611	0.05574	0.01996	0.000413	0	0.102
0	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	0
	0.9876	0.936	0.473	0.04268	0.06836	0.06832	0.05574	0.01247	0.0001	0	0.061
	0.9715	0.9217	0.72	0.06495	0.08501	0.08487	0.05574	0.02889	0.000235	0	0.163
	0.9484	0.9008	0.9809	0.08853	0.1101	0.1098	0.05574	0.05363	0.000437	0	0.286
R_s	1	0.9472	0	0	0.05574	0.05574	0.05574	0	0	0	–
	0.9725	0.9225	0.4402	0.04327	0.084	0.084	0.05574	0.0108	0.000104	0.01735	–
	0.9365	0.8902	0.6809	0.06711	0.1233	0.1233	0.05574	0.02585	0.000251	0.04149	–
	0.8825	0.8418	0.9527	0.09433	0.1879	0.1879	0.05574	0.05059	0.000496	0.08107	–

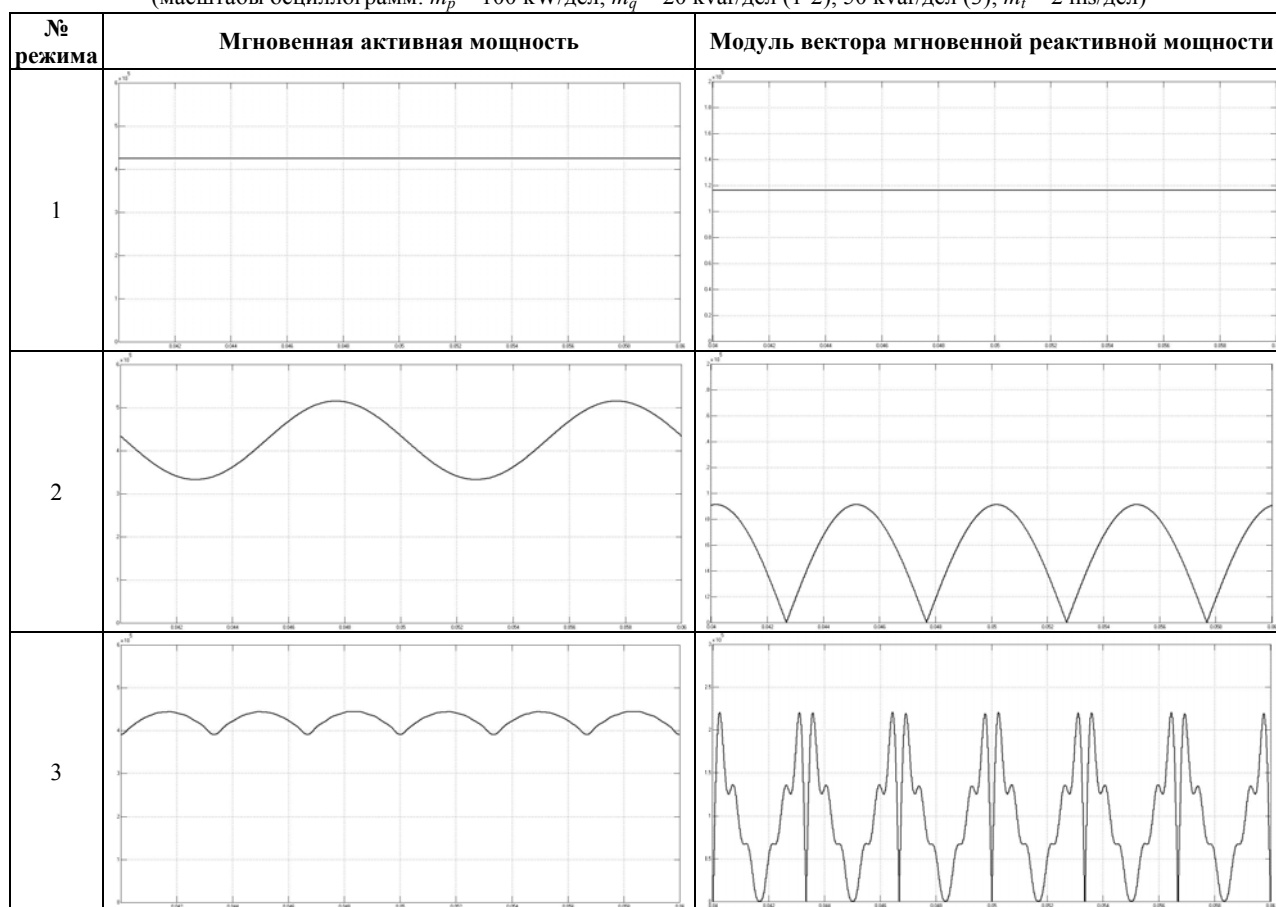
Выводы. При симметричном трехфазном источнике синусоидальных напряжений возможны три отдельных причины появления дополнительных потерь в СЭ: наличие в нагрузке реактивных элементов, асимметрия резистивных нагрузок, наличие в нагрузке нелинейных элементов.

Дополнительные потери в трехфазной СЭ, соответствующие отклонению КПД от максимально возможного значения, можно выразить тремя состав-

ляющими: потерями от реактивной мощности, потерями от пульсации мгновенной активной мощности и потерями от протекания тока в нулевом проводе.

Получено уточненное универсальное соотношение, позволяющее оценить вклад каждой из трех составляющих в суммарные дополнительные потери в трехфазных СЭ с симметричным источником синусоидальных напряжений.

Осциллограммы мгновенных мощностей трехфазной СЭ при $R_n = \infty$ в трех режимах работы
(масштабы осциллограмм: $m_p = 100$ kW/дел; $m_q = 20$ kvar/дел (1-2), 50 kvar/дел (3); $m_t = 2$ ms/дел)



Мощность дополнительных потерь, обусловленных наличием в СЭ реактивной мощности, прямо пропорциональна квадрату среднеквадратического значения модуля пространственного вектора реактивной мощности. Мощность дополнительных потерь, обусловленных пульсациями кривой мгновенной активной мощности, прямо пропорциональна квадрату суммарного среднеквадратического значения пульсации мгновенной активной мощности.

Создана Matlab-модель эквивалентной СЭ, позволяющая моделировать любой режим работы и производить количественную оценку составляющих дополнительных потерь. Виртуальный эксперимент на Matlab-модели показал справедливость уточненного универсального соотношения и высокую степень точности совпадения результатов расчета и эксперимента.

Требуется дальнейшего развития теория определения составляющих дополнительных потерь для детектирования источников их появления, а также создания эффективных систем активной фильтрации.

Авторы статьи будут благодарны читателям за критические замечания относительно представленного материала, а также за экспериментальную проверку полученного универсального соотношения (27).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits // Int. Power Electronics Conf., Tokyo, Japan. – 1983. – pp. 1375-1386.
2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous re active power compensations comprising switching devices without

energy storage components // IEEE Transactions on Industry Applications. – 1984. – vol.IA-20. – №3. – pp. 625-630.

3. Peng F.Z., Lai J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. – 1996. – vol.45. – №1. – pp. 293-297.
4. Kim H.S., Akagi H. The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems // Proceedings of Power Conversion Conference – PCC'97, Nagaoka, Japan. – 1997. – pp. 361-366.
5. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Мгновенные и средние активные и реактивные мощности в линейных цепях с синусоидальными напряжениями // Вісник НТУ «ХП». – 2004. – №43. – С. 153-160.
6. Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике для инженеров и учащихся вузов. – М.: Наука, 1986. – 723 с.
7. Жемеров Г.Г., Ильина О.В., Тугай Д.В. Энергосберегающий эффект компенсации пульсаций мгновенной активной мощности // Технічна електродинаміка. Тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2006. – №4. – С. 22-27.
8. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Энергия и мощность в системах электроснабжения с полупроводниковыми преобразователями и накопителями энергии // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – №1. – С. 45-57.
9. Жемеров Г.Г., Ильина Н.А., Ильина О.В., Ковальчук О.И., Сокол Е.И. КПД трехфазной четырехпроводной системы электроснабжения с асимметричной нагрузкой // Технічна електродинаміка. Тем. випуск «Силова електроніка та енергоефективність». – 2010. – №1. – С. 22-31.
10. Жемеров Г.Г., Тугай Д.В. Мощность потерь и реактивная мощность в трехфазных системах электроснабжения

при симметричных синусоидальных напряжениях источника // Энергосбережение. Энергетика. Энергоаудит. – 2014. – №9(127). – С. 12-23.

REFERENCES

1. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Generalized theory of the instantaneous power in three phase circuits. *Int. Power Electronics Conf.*, Tokio, Japan, 1983, pp.1375-1386.
2. Akagi H., Kanazawa Y., Nabae A. Instantaneous reactive power compensations comprising switching devices without energy storage components. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 1984, vol.IA-20, no.3, pp. 625-630. doi:10.1109/tia.1984.4504460.
3. Peng F.Z., Lai J.-S. Generalized instantaneous reactive power theory for three-phase power systems. *IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement*, 1996, vol.45, no.1, pp. 293-297. doi:10.1109/19.481350.
4. Kim H., Akagi H. The instantaneous power theory based on mapping matrices in three-phase four-wire systems. *Proceedings of Power Conversion Conference – PCC'97*, Nagaoka, Japan, 1997, pp. 361-366. doi:10.1109/pcccon.1997.645639.
5. Zhemerov G.G., Tugay D.V. The instantaneous and average active and reactive power in linear circuits with sinusoidal voltages. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2004, no.43, pp. 153-160. (Rus).
6. Bronshteyn I.N., Semendyayev K.A. *Spravochnik po matematike dlya inzhenerov i uchashchikhsya vuzov* [Mathematical handbook for engineers and university students]. Moscow, Nauka Publ., 1986. 723 p. (Rus).
7. Zhemerov G.G., Il'ina O.V., Tugay D.V. Energy-saving effect ripple compensation of instantaneous active power. *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vypusk «Silova elektronika i energoefektivnist» – Technical electrodynamic. Special Issue «Power electronics & energy efficiency»*, 2006, vol.4, pp. 22-27. (Rus).
8. Zhemerov G.G., Tugay D.V. Energy and power in power supply systems with semiconductor converters and energy storage. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.1, pp. 45-57. (Rus).
9. Zhemerov G.G., Il'ina N.A., Il'ina O.V., Koval'chuk O.I., Sokol E.I. Efficiency three-phase four-wire power supply system with an asymmetric load. *Tekhnichna elektrodynamika. Tem. vypusk «Silova elektronika i energoefektivnist» – Technical electrodynamic. Special Issue «Power electronics & energy efficiency»*, 2006, vol.1, pp. 22-31. (Rus).
10. Zhemerov G.G., Tugay D.V. Power losses and reactive power in three-phase power supply systems with symmetrical sinusoidal voltage source. *Energoberezhnie. Energetika. Energoaudit – Energy saving. Power engineering. Energy audit*, 2014, no.9(127), pp. 12-23. (Rus).

Поступила (received) 10.05.2015

Жемеров Георгий Георгиевич¹, д.т.н., проф.,
Тугай Дмитрий Васильевич², к.т.н., доц.,

¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076312, e-mail: zhemerov@gmail.com

²Харьковский национальный университет
городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,
61002, Харьков, ул. Революции, 12,
тел/phone +38 057 7073111, e-mail: tugaydv@yandex.ru

G.G. Zhemerov¹, D.V. Tugay²

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

²O.M. Beketov Kharkiv National University of Municipal
Economy,
12, Revolution Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Components of the total power losses in three-phase energy supply systems with symmetric sinusoidal voltage source.

Purpose. Three-phase energy supply system with a symmetrical resistive load operates in mode with the highest possible efficiency in a case of zero instantaneous reactive power and the absence of pulsations instantaneous active power. When load parameters are changed, three-phase energy supply system starts to operate in a mode with additional energy losses. The goal of the paper is to determinate the relations between the components of additional losses and their rezone. **Methodology.** We have applied the modern theory of instantaneous active and reactive power, the graphical filling complex branched energy supply system of simplified design scheme, the theory of electrical circuits, computer Matlab-simulation. **Results.** We have developed an universal relation to determine the components of total power loss in the three-phase supply systems with symmetrical three-phase sinusoidal voltage source and any possible load. Further verification of this relation in the Matlab-model of three-phase energy supply system shows its high accuracy. **Originality.** For the first time, we have carried out relation between RMS reactive and RMS active power instantaneous pulsation and the corresponding components of additional losses. Consequently it becomes possible to offer a unique method of weighting evaluation. **Practical value.** We have developed position for detecting the causes of additional losses in three-phase supply systems with symmetrical sinusoidal voltage source, as well as to substantiate the correctness of the choice of filter-compensating device. We have developed a Matlab-model which allows to investigate the energy efficiency of three-phase energy supply system and to calculate the components of additional power losses of any possible reasons for their occurrence. References 10, tables 6, figures 3.

Key words: energy supply system, power additional losses, the minimum possible losses, Matlab-model of three-phase energy supply system.

НЕЙРОМЕРЕЖЕВА СИСТЕМА НАВЕДЕННЯ І СТАБІЛІЗАЦІЇ З РЕГУЛЯТОРОМ НА ОСНОВІ ЕТАЛОННОЇ МОДЕЛІ MODEL REFERENCE CONTROLLER

Виконано синтез системи наведення і стабілізації з застосуванням нейромережевого регулятора на основі еталонної моделі Model Reference Controller. Наведена структура і принцип дії нейрорегулятора. Розроблена схема системи наведення і стабілізації з пропорційно-диференціальним регулятором у контурі положення і нейромережевим регулятором у контурі швидкості. Проведено моделювання нейромережевої системи на ЕОМ і виконано аналіз динамічних характеристик системи. Бібл. 6, рис. 5.

Ключові слова: нейромережеве управління, система наведення і стабілізації, нелінійний динамічний об'єкт, нейрорегулятор на основі еталонної моделі, Model Reference Controller.

Выполнен синтез системы наведения и стабилизации с применением нейросетевого регулятора на основе эталонной модели Model Reference Controller. Приведена структура и принцип действия нейрорегулятора. Разработана схема системы наведения и стабилизации с пропорционально-дифференциальным регулятором в контуре положения и нейросетевым регулятором в контуре скорости. Проведено моделирование нейросетевой системы на ЭВМ и выполнен анализ динамических характеристик системы. Библ. 6, рис. 5.

Ключевые слова: нейросетевое управление, система наведения и стабилизации, нелинейный динамический объект, нейрорегулятор на основе эталонной модели, Model Reference Controller.

Вступ. Характерною рисою розвитку сучасних засобів озброєної боротьби є високий рівень автоматизації, що зумовлює успішне рішення військами складних бойових завдань. Аналізуючи за даними вітчизняного і зарубіжного відкритого друку основні тенденції розвитку і вдосконалення об'єктів спеціального призначення можна зробити висновок, що автоматизація охоплює практично всі системи сучасних бронеоб'єктів і істотно впливає на їх основні бойові властивості: маневреність і рухливість, вогняну потужність, захист і забезпечення життєдіяльності екіпажа.

Синтез ефективних систем наведення і стабілізації спеціального устаткування рухомих об'єктів є актуальним і важливим завданням.

Постановка проблеми. За останні десятиліття запропоновано багато методів управління, зокрема методи адаптивного управління. Це стало можливим в значній мірі завдяки досягненням сучасної теорії управління і теорії стійкості. Здатність автоматично адаптуватися до змін динаміки об'єкту управління і зовнішнього середовища зробила адаптивні САУ все більш привабливими для різних практичних застосувань. Проте ефективність створюваних систем управління реальними об'єктами значною мірою залежить від якості використовуваних при цьому математичних моделей, які, з одного боку, винні якнайповніше відображати властивості досліджуваного об'єкту, а з іншої – бути зручними для реалізації алгоритмів управління. Відсутність достатньо повної інформації про умови функціонування, властивостях самих об'єктів і перешкод обумовлюють необхідність застосування при управлінні ними адаптивного підходу, що допускає можливість використання спрощених, зокрема, лінійних моделей. Хоча такий підхід і дозволяє у ряді випадків істотно зменшити апріорну невизначеність і реалізувати достатньо ефективне управління, обмеження лінійними моделями не завжди забезпечує отримання необхідного результату. Тому ефективнішою є розробка систем управління на основі адаптивного підходу у поєднанні з методами теорії штучних нейронних мереж.

Численні публікації останніх років, наприклад [1, 2], показують ефективність застосування нейромережевих структур в системах управління.

Мета статті. Метою роботи є синтез нейромережевої системи наведення і стабілізації спеціального устаткування рухомих об'єктів з нейрорегулятором на основі еталонної моделі і порівняння показників якості функціонування системи з нейромережевою системою з нейрорегулятором з передбаченням.

Схема системи наведення і стабілізації з нейрорегулятором на основі еталонної моделі Model Reference Controller. Структурна схема виконавчого пристрою стабілізатора озброєння детально розглянута в роботі [3]. Далі наводимо основні положення і рівняння, які використовуються при синтезі нейромережевої системи наведення і стабілізації з нейрорегулятором Model Reference Controller.

Стабілізатори озброєння є складними багатоконтурними системами, які повинні забезпечувати необхідні показники якості, такі як точність стабілізації, плавність наведення, необхідний діапазон регулювання швидкості та ін. При рішенні задачі синтезу алгоритмів управління, що забезпечують необхідні показники якості, необхідно знати рівняння основних елементів стабілізатора озброєння і, перш за все, рівняння його виконавчих і вимірювальних пристроїв.

Виконавчий пристрій стабілізатора озброєння складається з підсилювача потужності (ПП), приводного двигуна (ПД) і кінематичного пристрою сполучення (КПС). Кінематична схема системи наведення і стабілізації містить пружні елементи, наявність яких ускладнює розрахункову схему механічної частини системи, перетворюючи її на багатомасову. Дослідження показали, що з достатньою для практичних розрахунків точністю, механічна частина системи може бути представлена у вигляді двомасової системи. Тоді процеси у виконавчому пристрої описуються наступною системою рівнянь:

$$\begin{aligned}L_{я} \frac{dI_{я}}{dt} &= U_{д} - R_{я} I_{я} - c_{\phi} \omega_{д}; \\ J_{д} \frac{d\omega_{д}}{dt} &= M_{д} - \frac{M_{пр}}{N} - M_{тд}; \\ J_{м} \frac{d\omega_{м}}{dt} &= M_{пр} - M_{тм} - M_{с},\end{aligned}$$

де $U_{д} = k_{пп} \cdot U_{вх}$ – напруга, що поступає на якірну обмотку ПД; $U_{вх}$ – величина вхідної дії; $k_{пп}$ – коефіцієнт передачі ПП; $M_{д} = I_{я} \cdot c_{\phi}$ – електромагнітний момент двигуна; $I_{я}$ – струм якоря ПД; $c_{\phi} = k_{д} \Phi$; $k_{д}$ – конструктивний коефіцієнт ПД; Φ – магнітний потік ПД; $\omega_{д}$ – швидкість обертання валу ПД; $\omega_{м}$ – швидкість обертання навантаження стабілізатора озброєння; $R_{я}$, $L_{я}$ – опір та індуктивність якірної обмотки ПД; $J_{д}$ – момент інерції ротора ПД; $J_{м}$ – момент інерції навантаження стабілізатора озброєння; N – передавальне число КПС; $M_{тд}$ – момент сухого тертя в підшипниках ПД; $M_{тм}$ – момент тертя КПС; $M_{с}$ – збурюючий момент, обумовлений коливаннями корпусу носія; $M_{пр}$ – момент пружності КПС:

$$M_{пр} = \begin{cases} c \cdot (\Delta\varphi_{м} - 0,5\sigma) & \Delta\varphi_{м} > 0,5\sigma; \\ 0 & \text{при } -0,5\sigma < \Delta\varphi_{м} < 0,5\sigma; \\ c \cdot (\Delta\varphi_{м} + 0,5\sigma) & \Delta\varphi_{м} < -0,5\sigma; \end{cases}$$

c – коефіцієнт жорсткості елементів трансмісії; σ – величина люфту між зубами провідної і веденої шестерні; $\Delta\varphi_{м}$ – різниця між кутами повороту валу двигуна на $\varphi_{д}$ і робочого механізму φ , що описується рівнянням стану

$$\frac{d(\Delta\varphi_{м})}{dt} = \frac{\omega_{д}}{N} - \omega_{м}.$$

При русі машин по пересіченій місцевості виникають коливання корпусу, які зумовлюють збурюючі моменти, що діють на озброєння. Оскільки спектральна щільність цих дій відома, доцільно формувати випадкові зміни збурюючого моменту $M_{с}(t)$ від джерела випадкового сигналу типу білого шуму $V_{бш}$ інтенсивністю v за допомогою формуючого фільтру з передавальною функцією коливальної ланки

$$W(p) = k_{в} \cdot \omega_{в}^2 / (p^2 + 2\xi\omega_{в} \cdot p + \omega_{в}^2),$$

де $\omega_{в}$ – резонансна частота власних коливань; ξ – коефіцієнт демпфування; $k_{в}$ – коефіцієнт посилення формуючого фільтру. Параметри формуючого фільтру вибираються так, щоб спектральна щільність вихідного сигналу співпадала з кривою експериментальної спектральної щільності, отриманої на основі статистичної обробки реальних трас.

У роботі [3] запропоновано систему наведення і стабілізації виконувати за принципом підлеглого регулювання з нейронною компенсацією нелінійностей виконавчого пристрою стабілізатора озброєння в контурі регулювання швидкості з використанням у контурі положення П-регулятора, ПД-дегулятора або П-регулятора з передуправлінням за швидкістю. При використанні принципу передуправління на вхід регулятора швидкості окрім сигналу, пропорційного помилці регулювання $\Delta\varphi(t)$, подається сигнал, пропорційний похідній від задаючої дії $\varphi_3'(t)$.

Синтез і дослідження нейромережевої системи наведення і стабілізації спеціального устаткування рухомих об'єктів доцільно виконувати з застосуванням системи MATLAB. В ППП Neural Network Toolbox системи MATLAB реалізовано три нейрорегулятори: регулятор з передбаченням NN Predictive Controller, регулятор на основі моделі авторегресії з ковзаючим середнім NARMA-L2 Controller і нейрорегулятор на основі еталонної моделі Model Reference Controller.

У роботах [4, 5] виконаний синтез і дослідження системи з нейрорегулятором NN Predictive Controller. При побудові регулятора використаний принцип предиктивного методу регулювання на основі моделі, який полягає у формуванні такої послідовності сигналів дії на об'єкт, яка мінімізує різницю між завданням і передбаченим моделлю процесу вихідним сигналом в майбутньому. Показано, що нейромережева система має високі показники якості функціонування. Це досягається завдяки використанню ефективної реалізації узагальненого управління з прогнозом з використанням багатопарової прямонаправленої нейронної мережі, як нелінійної моделі об'єкту управління. Завдяки використанню оптимізаційного алгоритму Ньютона-Рафсона, число ітерацій, необхідних для збіжності, значно менше, ніж при використанні інших методів, внаслідок чого алгоритм є більш швидкодіючим, ніж інші методи, і може використовуватися для управління в режимі реального часу

Оскільки управління з прогнозом є досить складним і вимагає великої кількості обчислювальних витрат, в [6] розглянуто можливість застосування більш простого регулятора на основі моделі авторегресії з ковзаючим середнім NARMA-L2 Controller. При управлінні на основі моделі авторегресії з ковзаючим середнім регулятор є достатньо простою реконструкцією моделі керованого об'єкту. В роботі показано, що застосування NARMA-L2 Controller не може забезпечити задані характеристики системи наведення і стабілізації.

Виконаємо синтез і дослідження нейромережевої системи наведення і стабілізації з нейрорегулятором на основі еталонної моделі Model Reference Controller. На рис. 1 показана структурна схема нейромережевої системи наведення і стабілізації, розроблена в SIMULINK системи MATLAB. Схема включає блок нейрорегулятора Model Reference Controller, блок генерації еталонного ступінчастого сигналу з випадковою амплітудою Random Reference, блок побудови графіків і блоки, що відносяться до об'єкту управління: блок Subsystem і інтегруюча ланка, що пов'язує швидкість обертання і кут повороту. У контур положення включений пропорційно-диференціальний регулятор. Коефіцієнти посилення пропорційної і диференціальної частини позначені K_p і K_d відповідно. Ланка Saturation служить для обмеження сигналу диференціальної частини регулятора.

Схема підсистеми Subsystem приведена на рис. 2. Дана схема складена на підставі вищенаведених рівнянь динаміки виконавчого пристрою стабілізатора озброєння. Електрична частина приводу представлена у вигляді аперіодичної ланки першого порядку з коефіцієнтом посилення $1/R_c$ і постійною часу, рівною

електромагнітній постійній часу якірного ланцюга $T_c = L_n/R_c$. Блоки MATLAB Fcn і MATLAB Fcn1 використовуються для завдання моментів сухого тертя на валу двигуна і механізму. Наявність люфту в кінема-

тичному пристрої сполучення моделюється за допомогою ланки Dead Zone. Дія збурюючого моменту $M_c(t)$ і завад вимірювання регульованих координат в даній схемі не враховується.

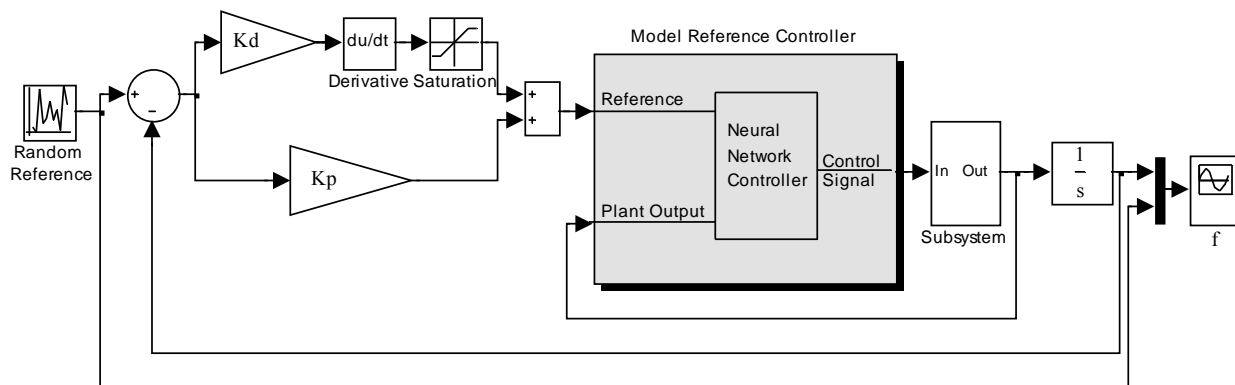


Рис. 1. Схема системи наведення і стабілізації з нейрорегулятором Model Reference Controller

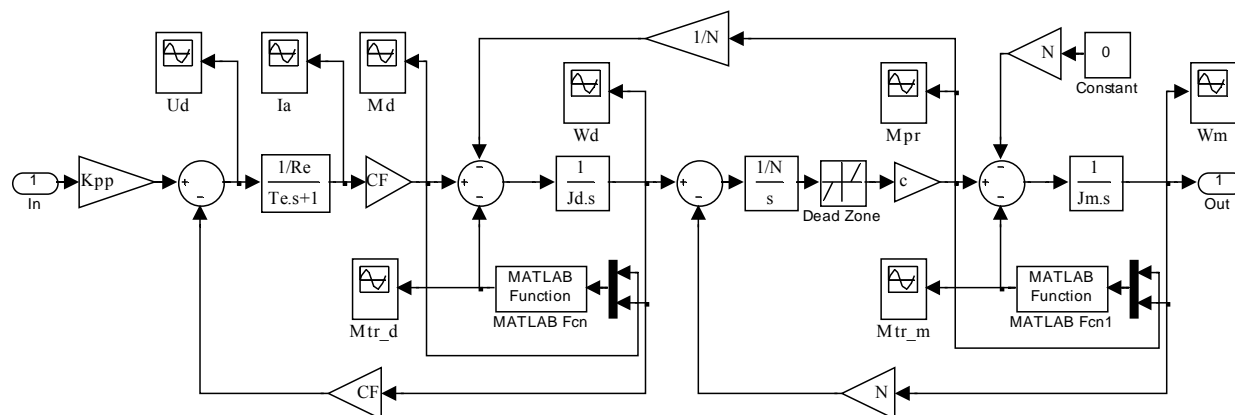


Рис. 2. Схема підсистеми Subsystem

Принцип побудови нейрорегулятора Model Reference Controller. При управлінні на основі еталонної моделі регулятор – це нейронна мережа, яка навчена управляти об'єктом так, щоб він відстежував поведінку еталонної моделі. Модель керованого об'єкту використовується при настройці параметрів самого регулятора. Регулятор на основі еталонної моделі вимагає невеликого об'єму обчислень, проте архітектура регулятора з еталонною моделлю вимагає навчання нейронної мережі об'єкту управління і нейронної мережі регулятора. При цьому навчання регулятора виявляється достатньо складним, оскільки навчання засноване на динамічному варіанті методу зворотного розповсюдження помилки.

Структурна схема системи управління з еталонною моделлю містить еталонну модель, яка задає бажану траєкторію руху об'єкту управління, а також 2 нейронні мережі: для регулятора і для моделі об'єкту управління. Мета навчання регулятора полягає в тому, щоб рух об'єкту управління відстежував вихід еталонної моделі. Структурна схема, що пояснює принцип побудови системи управління з еталонною моделлю, показана на рис. 3.

Архітектура нейронних мереж регулятора і об'єкту управління надані на рис. 4. Мережі мають два шари нейронів і містять лінії затримок, використовувани для формування входів нейронних мереж.

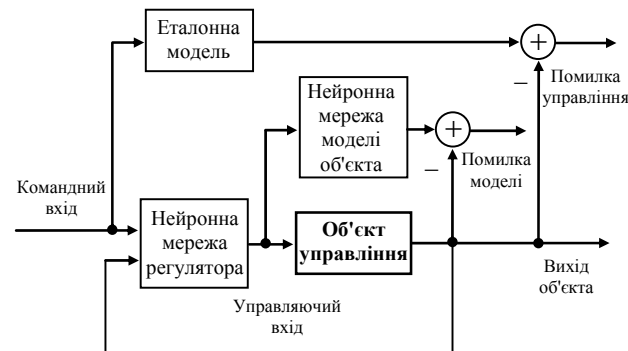


Рис. 3. Структурна схема нейромережевої системи управління з еталонною моделлю

Моделювання системи і аналіз отриманих результатів. Результати моделювання нейромережевої системи наведення і стабілізації з ПД-регулятором в контурі положення і з нейрорегулятором Model Reference Controller в контурі швидкості показані на рис. 5. Перехідні процеси приведені для ступінчастої вхідної дії з випадковою амплітудою, що знаходиться в межах $\varphi_3 = -1 \div 1$ [рад]. Як еталонна модель приймалася схема об'єкту управління без урахування тертя на валу двигуна і механізму, пружних елементів і завад вимірювання регульованих координат. В результаті досліджень встановлено, що ні при яких параметрах нейрорегулятора Reference

Controller не вдалося отримати задовільні динамічні характеристики системи. Ідентифікація об'єкту управління була виконана з високою точністю.

Проте навіть без урахування обурюючих дій перехідні процеси змінних стану системи мають коливальний характер.

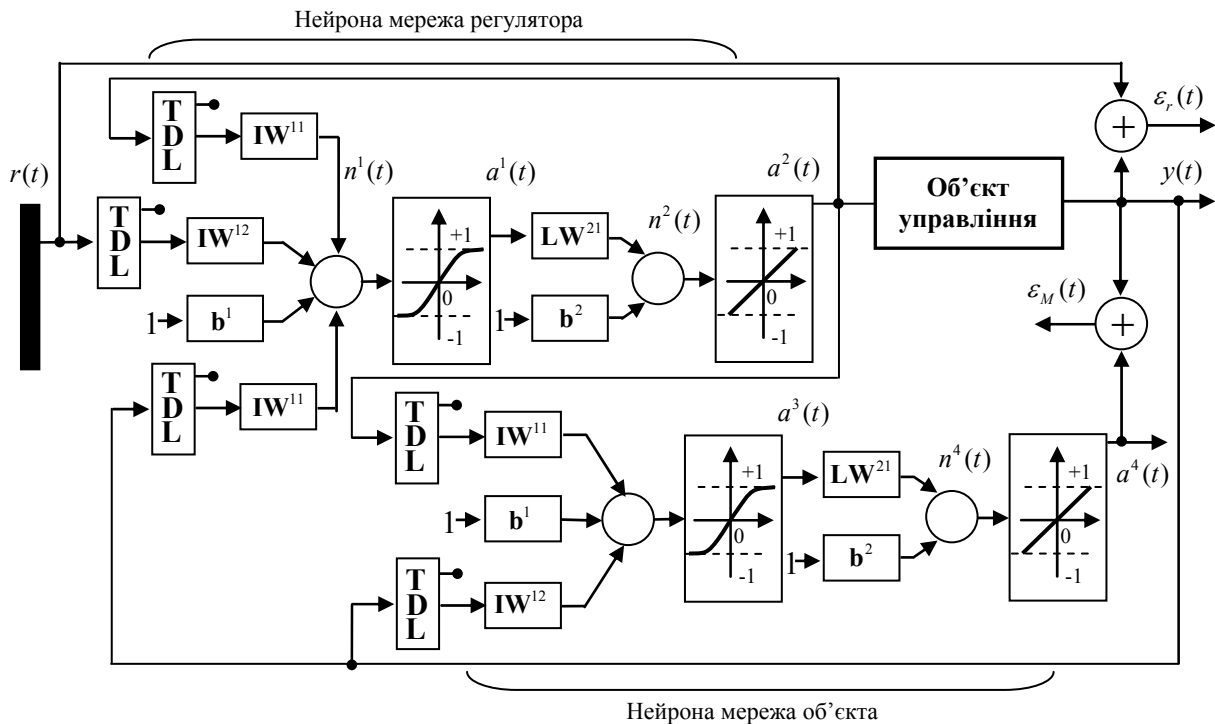


Рис. 4. Схема включення нейронних мереж регулятора і об'єкту управління в системі управління з еталонною моделлю

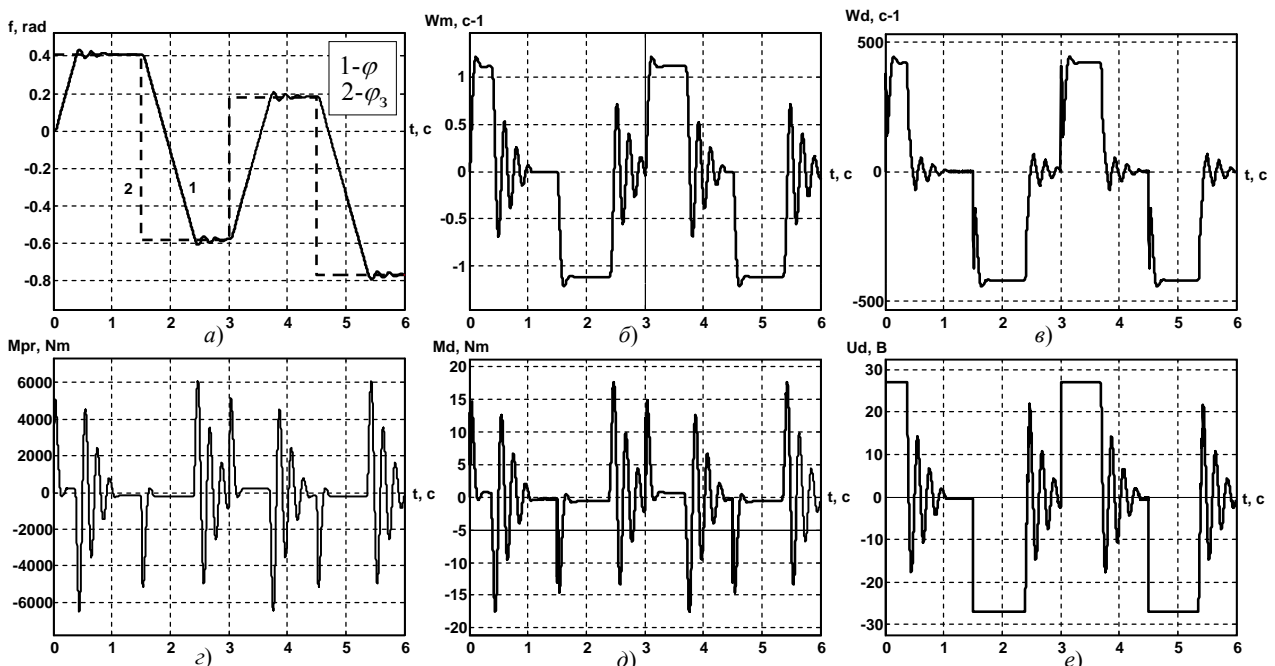


Рис. 5. Графіки перехідні процеси змінних стану системи з нейрорегулятором NN Predictive Controller: а – задаюча дія φ_3 і кут φ ; б – швидкість механізму ω_m ; в – швидкість двигуна ω_d ; г – момент пружності $M_{пр}$; д – момент двигуна M_d ; е – напруга двигуна U_d

Висновки. У роботі розглянуто можливість використання нейромережевого регулятора на основі еталонної моделі Model Reference Controller для системи наведення стабілізації замість регулятора з прогнозом NN Predictive Controller, який забезпечує високі динамічні характеристики системи, але вимагає

великої кількості обчислювальних витрат і є досить складним для практичної реалізації.

Розроблена структурна схема нейромережевої системи наведення і стабілізації. Система виконана за принципом підлеглого регулювання з нейромережевим регулятором Model Reference Controller в кон-

турі регулювання швидкості і з ПД-регулятором в контурі положення.

Розглянута структура і принцип дії нейрорегулятора на основі еталонної моделі Model Reference Controller. Виконано синтез нейрорегулятора Model Reference Controller, який реалізований в пакеті прикладних програм Neural Network Toolbox системи МАТЛАВ. У режимі Simulink розроблена система управління з нейрорегулятором Model Reference Controller і проведено моделювання системи. Як показали дослідження, характеристики нейромережевої системи з нейрорегулятором Model Reference Controller поступаються відповідним характеристикам системи з нейрорегулятором NN Predictive Controller.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Терехов В.А., Ефимов Д.В., Тюкин И.Ю. Нейросетевые системы управления. – М.: ИПРЖР, 2003. – 480 с.
2. Руденко О.Г., Бодянский Е.В. Штучні нейронні мережі: Навчальний посібник. – Х.: ТОВ «Компанія СМІТ», 2006. – 404 с.
3. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Разработка нейросетевой системы наведения и стабилизации вооружения легкобронированных машин // *Электротехника і електромеханіка*. – 2008. – №2. – С. 31-34.
4. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Синтез нейроконтроллера с предсказанием для двухмассовой электромеханической системы // *Электротехника і електромеханіка*. – 2008. – №3. – С. 27-32.
5. Кузнецов Б.И., Василец Т.Е., Варфоломеев А.А. Нейроуправление нелинейным динамическим объектом с использованием метода обобщенного управления с предсказанием // *Электротехника і електромеханіка*. – 2008. – №4. – С. 34-41.
6. Кузнецов Б.И., Василец Т.Ю., Варфоломеев О.О. Синтез і дослідження системи наведення і стабілізації озброєння легкоброньованих машин з нейрорегулятором на основі моделі авторегресії з ковзаючим середнім // *Системи озброєння і військова техніка*. – 2010. – №4(24). – С. 118-121.

REFERENCES

1. Terekhov V.A., Yefimov D.V., Tyukin I.Yu. *Nejrosetevye sistemy upravleniya* [Neural network control system]. Moscow, IPRZhR Publ., 2002. 480 p. (Rus).
2. Rudenko O.G., Bodyansky E.V. *Shtuchni nejronni merezhi: Navchal'nyj posibnyk* [Artificial Neural Networks: Tutorial]. Kharkov, TOV «Kompanija SMIT» Publ., 2006. 404 p. (Ukr).
3. Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomiyev O.O. Development of a neuro-system of guidance and stabilizing for light-armored machines armament. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2008, no.2, pp. 31-34. (Rus).
4. Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomiyev O.O. Synthesis of a predictive neuro-controller for a two-mass electromechanical system. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2008, no.3, pp. 27-32. (Rus).

5. Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomiyev O.O. Nonlinear dynamic object neuro-control using a generalized predictive control method. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2008, no.4, pp. 34-41. (Rus).

6. Kuznetsov B.I., Vasilets T.E., Varfolomiyev O.O. Synthesis and study of the light armored vehicle aiming and stabilization system with neural network control based on the autoregressive-moving-average model. *Sistemi ozbroennya i viyskova tehnika – Systems of arms and military equipment*, 2010, no.4(24), pp. 118-121. (Ukr).

Надійшла (received) 10.05.2015

Кузнецов Борис Иванович¹, д.т.н., проф.,
Василець Тетяна Юхимівна², к.т.н., доц.,
Варфоломеев Олексій Олексійович³, к.т.н.,

¹ Державна установа «Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України», 61106, Харків, вул. Індустріальна, 19,
e-mail: bikuznetsov@mail.ru

² Українська інженерно-педагогічна академія, 61003, Харків, вул. Університетська, 16,
тел/phone +38 057 7337959,
e-mail: tatyana.vasilets@gmail.com

³ Технологічний інститут Нью Джерсі (США), University Heights, Newark, NJ, USA, 07102-1982,
тел/phone +1609 7874172,
e-mail: alexey.varfolomeyev@gmail.com

B.I. Kuznetsov¹, T.E. Vasilets², O.O. Varfolomiyev³

¹ State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine», 19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine.

² Ukrainian Engineering Pedagogics Academy, 16, Universitetskaya Str., Kharkiv, 61003, Ukraine.

³ New Jersey Institute of Technology, University Heights Newark, New Jersey, USA, 07102.

Neuro-system of aiming and stabilizing with a regulator on the basis of standard model Model Reference Controller.

The aim of this work is the synthesis of neural network aiming and stabilization system for the special equipment of moving objects with neuro-controller on the basis of standard model and performance comparison of the neural network system with the neural network predictive control. Build a block diagram of the neural network aiming and stabilization system, based on the subject control principle with PD-regulator in the position loop and with neuro-controller on the basis of standard model in the in the velocity loop. The neuro-controller on the basis of standard model Model Reference Controller is synthesized in the MATLAB Neural Network Toolbox and system simulation is performed. The studies show that the transient state variables of the system are oscillatory. Therefore, the neuro-controller with the prediction NN Predictive Controller should be used for aiming and stabilizing system to provide high dynamic characteristics achieved at the cost of higher complexity and computational cost. References 6, figures 5.

Key words: neural network control, aiming and stabilization system, nonlinear dynamic object, neuro-controller on the basis of standard model, Model Reference Controller.

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПУСКА АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ ПРИ УПРАВЛЕНИИ РЕЗИСТОРНО-ТИРИСТОРНЫМИ МОДУЛЯМИ

Запропоновано електропривод, що містить асинхронний двигун, в статорних і роторних колах якого для управління використовуються резистори і тиристри, включені між собою різними способами, утворюючи різноманітність силових схем перетворювачів із резисторно-тиристорними модулями. Розроблено аналітичний метод визначення часу розбігу асинхронного електроприводу. Дано рекомендації для проектування та впровадження в різні механізми й агрегати зазначених електроприводів. Наукова новизна полягає в тому, що запропонований метод розрахунку дозволяє визначити час розбігу при обмеженні величин перехідних струмів і моментів електродвигуна. Встановлено, що сумарний момент інерції і статичний момент електроприводу не роблять істотного впливу на максимальне значення перехідного електромагнітного моменту. Найбільше ці параметри впливають на час перехідного процесу, частоту коливань електромагнітного моменту і швидкість обертання електродвигуна. Використований метод розрахунку дозволяє вибрати найбільш прості закони управління пуском електропривода і застосувати розімкнуту систему управління без підвищення вартості силового перетворювача. Бібл. 17, рис. 2.

Ключові слова: асинхронний електродвигун, резисторно-тиристорний модуль, пуск, регулювання кута відкриття тиристора, момент інерції, статичний момент.

Предложен электропривод, который содержит асинхронный двигатель, в статорных и роторных цепях которого для управления используются резисторы и тиристоры, включенные между собой разными способами, образуя разнообразие силовых схем преобразователей с резисторно-тиристорными модулями. Разработан аналитический метод определения время разбега асинхронного электропривода. Даны рекомендации для проектирования и внедрения в различные механизмы и агрегаты указанных электроприводов. Научная новизна заключается в том, что предложенный метод расчета позволяет определить время разбега и торможения при ограничении величин переходных токов и моментов электродвигателя. Установлено, что суммарный момент инерции и статический момент электропривода не оказывают существенного влияния на максимальное значение переходного электромагнитного момента. Больше всего эти параметры влияют на время переходного процесса, частоту колебаний электромагнитного момента и скорость вращения электродвигателя. Используемый метод расчета позволяет выбрать наиболее простые законы управления пуском электропривода и применить разомкнутую систему управления без увеличения стоимости силового преобразователя. Библ. 17, рис. 2.

Ключевые слова: асинхронный электродвигатель, резисторно-тиристорный модуль, пуск, регулирование угла открывания тиристора, момент инерции, статический момент.

Введение. Автоматизация производственных процессов требует обеспечения различных режимов работы технологических механизмов и агрегатов. В отношении пусковых режимов наиболее полно удовлетворяют требованиям асинхронные электроприводы (АЭП) с параметрическим фазовым управлением, в которых используются тиристорные преобразователи напряжения или преобразователи частоты, включенные в статорные цепи асинхронного двигателя (АД) [1-10]. Относительно простые параметрические методы управления АЭП являются наиболее широко распространенными на практике, их эксплуатация будет применяться и в будущем для АД малой и средней мощности [11-17].

Выбор силовой схемы управления АД определяет возможности АЭП по реализации пусковых режимов работы. Технические и экономические показатели силовой схемы играют главную роль в выборе области применения АЭП и выявляют целесообразность их промышленного внедрения. Однако, до сих пор нет четкого мнения, где и в каком случае применять ту или иную силовую схему параметрического управления асинхронного электропривода, а недостаточно обоснованный выбор силовой схемы может привести к значительным экономическим потерям.

Процесс выбора рациональной схемы можно рассматривать как задачу оптимизации ее качества протекания статических и динамических процессов при пуске АЭП. К основным показателям оценки этих режимов относят времена разгона АЭП с учетом влияния электромагнитного и статического моментов, что есть актуальной задачей.

Одним из путей решения этой задачи является использовать расчетные и экспериментальные данные,

определяющие времена разгона АЭП, которые приведены в отечественной и зарубежной литературе. Однако этот путь не дает однозначного ответа на эту задачу из-за различных условий работы механизмов, использования только некоторых типов преобразователей и т.п. [9-13, 17]. Притом, он может привести к неверным результатам, так как применение той или иной силовой схемы преобразователя определяется техническими и экономическими условиями применительно к каждому конкретному промышленному механизму.

Постановка задачи. Всесторонний анализ разнообразия силовых схем управления и исследование основных режимов АД с целью определения времени пуска АЭП связан с большим объемом аналитических вычислений и необходимостью проведения экспериментальных исследований. Поэтому для систематизированного анализа, получения расчетных значений времени пуска для рациональных вариантов силовых схем для цепей двигателя наиболее удобно пользоваться обобщенной (общей) схемой управления АД и ее математическим описанием, которое позволяет создать общий алгоритм управления и эффективно применять аналитические методы расчета и при исследовании использовать ПЭВМ. Для построения обобщенной схемы управления АД предложен модульный способ, реализация которого осуществляется путем применения элементарных модулей: силового и связи. Силовой модуль (СМ) содержит, как правило, управляемый клапан и пассивные элементы (активные сопротивления R , конденсаторы C или индуктивности L). Модуль связи (МС) состоит только из

пассивных элементов. В СМ, кроме тиристора, могут быть применены диоды, симисторы или другие полупроводниковые приборы. Параметры R , C , L элементов СМ и МС при необходимости могут изменяться импульсным, широтным-импульсным или другим методом. Однако при этом модели становятся более сложными, так как параметры элементов СМ и МС изменяются с помощью дополнительных управляемых вентилей. При построении обобщенной схемы управления АД вполне достаточно применить наиболее простые модули, чтобы получить общую структуру, из которой образуется достаточное количество вариантов силовых схем. Так, с использованием простейших силовых модулей, в состав которых входят два сопротивления и тиристор, и модуля связи, содержащего только одно активное сопротивление, получена обобщенная схема параметрического управления АД силовая схема которой приведена в [14]. Последовательное включение силового тиристора и активного сопротивления, параллельно которым подключено второе дополнительное сопротивление, образует силовой модуль, который назван резисторно-тиристорным (РТМ). Каждый РТМ является не только отдельным функциональным элементом, но и конструктивно законченным блоком-модулем.

Наличие тиристорных РТМ при их управлении приводит к изменению эквивалентной величины сопротивления модуля, что обуславливает необходимость математического моделирования этих вентилей с учетом режимов их работы и особенностей использования их в электроприводе. Такой подход изложен в [14], суть которого заключается в том, что работа вентилей определяется логическим синтезом и переключаемыми функциями. Это позволило получить математическое описание работы вентилей в РТМ для различных схем преобразователей и создать общий алгоритм для расчета на ПЭВМ времени пуска АЭП.

Эквивалентное сопротивление i -го резисторно-тиристорного модуля определяется по формуле:

$$R_{mi} = \frac{R_{s(r)} [rK_i + r_{s(r)}]}{R_{s(r)} + [rK_i + r_{s(r)}]}, \quad (1)$$

где $R_{s(r)}$ – дополнительные сопротивления, включенные в цепь статора (ротора); $r_{s(r)}$ – сопротивления обмоток статора (ротора); r – сопротивление вентиля в закрытом состоянии, K_i – функция, характеризующая состояние вентилей (при $K_i = 0$ – вентиль открыт, при $K_i = 1$ – закрыт).

Материал и результаты исследований. Для учета влияния процессов пуска на режим работы механизма необходимо знание их длительности и характера протекания. Определение времени разбега проще всего производится графоаналитическим методом. Для этого строим кривую момента двигателя в долях номинального момента при заданном значении напряжения и кривую статического момента, также выраженные в долях номинального момента двигателя в зависимости от скольжения. Затем определяем избыточный момент, равный разности между моментом двигателя и статическим моментом, и разбиваем кривую избыточного момента на ряд прямоугольников m_{S1} , m_{S2} , ..., m_{Sn} и так далее, а затем определяем время разбега или выбега по известной формуле:

$$t_n = T_a \left[\frac{\Delta S_1}{\Delta m_{S1}} + \frac{\Delta S_2}{\Delta m_{S2}} + \dots + \frac{\Delta S_n}{\Delta m_{Sn}} \right],$$

где T_a – механическая постоянная времени; ΔS_1 , ΔS_2 , ..., ΔS_n – участки скольжения двигателя.

При разбеге ΔS_n – отрицательны, а Δm_{Sn} – положительны. При выбеге ΔS_n – положительны, а Δm_{Sn} – отрицательны.

Однако, графоаналитический метод не удобен, не рационален и не может быть в полной мере использован. В тоже время для расчета времени пуска АЭП в модели лучше использовать аналитический метод, при котором используется общее уравнение движения электропривода. Это позволяет не только определять продолжительность переходного процесса при пуске, но выразить его динамику при переходе от одной частоты вращения ротора к другой.

Время пуска асинхронного электропривода t_n при начальной угловой скорости ротора ω_{rn} определим аналитическим путем под действием постоянного статического момента нагрузки M_c и момента инерции электропривода J_Σ по выражению:

$$t_n = \frac{J\omega_{rn}}{M_c} \left\{ \left[\frac{(b-b_1)b_1}{a^2} \sqrt{\left(\frac{b_1}{a}\right)^2 - \frac{c}{a}} - \frac{b-b_1}{a} \right] + \ln \left[S + \frac{b_1}{a} + \frac{\sqrt{\left(\frac{b_1}{a}\right)^2 - \frac{c}{a}}}{S_H} \right] + \left[\frac{b_1}{a} - \sqrt{\left(\frac{b_1}{a}\right)^2 - \frac{c}{a}} \right] \right\} \quad (2)$$

Коэффициенты выражения (2) определяются следующим образом:

$$a = (1 + \tau_2)^2 (r_A + r_{2A})^2 + [X_A + (1 + \tau_1)X_a]^2;$$

$$b = (1 + \tau_1)(1 + \tau_2) + (r_A + r_{2A})(r_a + r_{2a}) \times$$

$$\times \left[X_A + (1 + \tau_1)X'_a \right] \cdot \tau_1 \cdot \frac{(r_A + r_{2A})(r_a + r_{2a})}{X_a};$$

$$b_1 = b - \frac{K_m U_n^2 (r_a + r_a)}{2M_c \omega_{rn}};$$

$$c = (1 + \tau_2)^2 (r_a + r_{2a}) + \tau_1^2 \frac{(r_A + r_{2A})^2 (r_a + r_{2a})^2}{X_a^2},$$

где τ_1 , τ_2 – коэффициенты рассеивания статора и ротора; r_A , r_a – активные сопротивления обмоток статора и ротора; X_A , X_a – индуктивные сопротивления обмоток статора и ротора; r_{2A} , r_{2a} – эквивалентные сопротивления РТМ статора и ротора; U_n – линейное питающее напряжение сети; S , S_n – текущее и номинальное скольжение; K_m – кратность максимального момента.

Активные r_A , r_a и индуктивные X_a сопротивления, входящие в переменные коэффициенты, берутся из паспортных данных АД. Эквивалентные сопротивления РТМ r_{2a} и r_{2A} вычисляются с помощью переключательных функций по формуле (1). Как видно из уравнения (2), время пуска АЭП зависит от величины эквивалентных сопротивлений цепей статора и ротора АД, начального и текущего значений его скольжения, напряжения питающей сети и параметров АЭП.

Результаты исследований АЭП показали, что потери электрической энергии в двигателе уменьшаются при изменении эквивалентной величины сопротивлений в цепи статора и ротора АД, однако длительность разбега при этом возрастает с увеличением значений сопротивлений, входящих в РТМ. На рис. 1,а приведены

кривые $t_n = f(R_{об}, R_{\Sigma})$ времени разбега в функции изменения полного сопротивления $R_{об}$ двигателя и суммарной величины эквивалентных сопротивлений R_{Σ} РТМ, на рис. 1,б – от статического момента и при изменении нагрузки для различных значений начального скольжения $S_{нач}$ АД, где время разгона t_n представлено в долях времени пуска t_0 при холостом ходе, а статический момент – в долях критического момента M_k .

При незначительной величине полного сопротивления цепи двигателя, равной только индуктивному сопротивлению контура намагничивания $R_{об} = X_M$ время разгона АЭП практически остается одним и тем же. Однако, при увеличении его до значения, равного индуктивному сопротивлению обмотки статора и более $X \geq X_A$, время разбега значительно увеличивается. При $R_{об} = X_A$ оно увеличивается более чем в 5 раз.

Продолжительность процесса пуска АЭП зависит от величины и характера статического момента M_c . Кривые на рис. 1 не выявляют оптимального значения критического скольжения S_k , обеспечивающего минимальную длительность переходных процессов пуска АЭП при тиристорном параметрическом управлении. Зависимость длительности переходных процессов при пуске от S_k иллюстрируется зависимостями $t_n/T_a = f(S_k)$ (рис. 1,в), приведенными для различных типов силовых схем коммутаторов. С увеличением критического скольжения S_k , определяемого величиной активных сопротивлений статорной и роторной цепей, время разгона АЭД снижается, достигает минимума при некотором значении S_k , зависящим от статического момента M_c , а затем вновь возрастает. Влияние статического момента на величину критического скольжения незначительно. Время разбега АЭП зависит и от кратности максимального момента K_M , определяемого отношением максимального момента M_{max} АЭД к его номинальному значению M_H . Чем больше кратность максимального момента K_M , тем при равных условиях меньше время пуска. В условиях промышленной эксплуатации АЭП необходимо, чтобы время t_n при номинальном и пониженном напряжениях имело наименьшее значение. Здесь важно, чтобы при восстановлении напряжения, например, после отключения короткого замыкания в сети, АЭД быстрее восстанавливал номинальную скорость. Поэтому K_M должен быть максимальным. Рассмотрим влияние кратности максимального момента K_M на время разбега на примере АЭД нормального исполнения 4А, имеющего критическое скольжение $S_k = 0,15$ и приводящего в движение механизм вентиляторного типа. Время разбега t_n выразим в долях механической постоянной времени T_a . Кривые времени разбега для различных значений кратности максимального K_M момента в зависимости от изменения кратности напряжения K_u при пуске двигателя даны на рис. 1,г в виде функций $t_n/T_a = f(K_M, K_u)$.

Кратность напряжения K_u равна отношению действительной величины напряжения U_{ss} на статорных обмотках АЭД к номинальному напряжению сети U_{SH} . На приведенных графиках (рис. 1,г) кривая 1 вычислена при $K_M = 3$, кривая 2 – при $K_M = 2,5$, кривая 3 – при $K_M = 2$ и кривая 4 – при $K_M = 1,5$. Из анализа этих кривых следует, что время разбега АЭД при тиристорном параметрическом управлении сильно зависит от кратности максимального момента: так, например, при увеличении кратности максимального момента с 1,5 до 2,5

время разбега уменьшается при номинальном напряжении в 2 раза, а при напряжении 0,7 номинального – в 2,4 раза. Время разбега АЭП уменьшается не пропорционально увеличению кратности K_M . Так, например, при увеличении K_M с 1,5 до 2 время разбега при напряжении 0,7 номинального уменьшается с 8 до 5,25, т.е. в 1,6 раза, а при изменении кратности максимального момента от 2,5 до 3, время пуска уменьшается с 3,5 до 2,5. За время пуска АЭД потребляет повышенный ток. Зная зависимость тока от времени, нетрудно определить потери электрической энергии и повышение температуры обмоток двигателя.

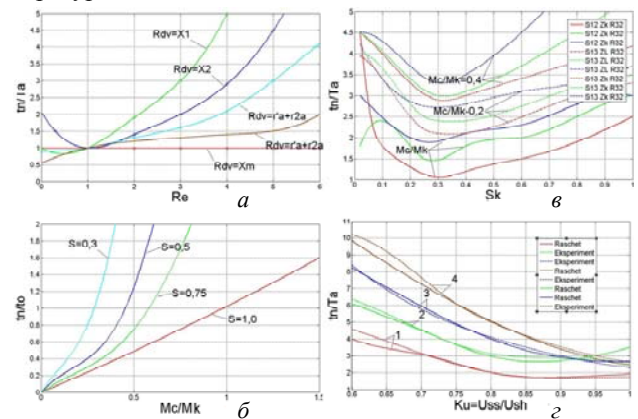


Рис. 1. Кривые времени разбега АД в зависимости от суммарной величины эквивалентных сопротивлений РТМ (а) и статического момента (б), критического скольжения $t_n/T_a = f(S_k)$ для различных типов силовых схем коммутаторов (в) и кратностей максимального момента и напряжения $t_n/T_a = f(K_M, K_u)$ (г)

При пуске под нагрузкой потери электрической энергии в роторе АЭД всегда больше, чем при пуске вхолостую, и эти потери будут тем больше, чем меньше напряжение на обмотках двигателя. При снижении напряжения с помощью угла α_s на 25 %, т.е. $K_u = 0,75$, количество тепла увеличивается в 4,7 раза, вместе с этим длительность разбега возрастает. Если принять длительность разбега при номинальном напряжении за 1,0 то при понижении напряжения до $K_u = 0,8$ длительность разбега увеличивается в 2,25 раза, а при $K_u = 0,7$ – в 4 раза. Поэтому пуск АЭД при номинальном напряжении невыгоден не только с точки зрения потерь электрической энергии в двигателе, но и по длительности протекания переходного процесса – значительно увеличивается время разгона электропривода. В результате этого появляется выбор оптимума между потерями электрической энергии в двигателе и длительностью процесса пуска АЭП. Предпочтение отдается тому или иному параметру, исходя из требований, предъявляемых к механизму.

В зависимости от закона изменения напряжения на обмотках АЭД по-разному протекает переходный процесс при пуске АЭП. Как видно из представленных на рис. 2 кривых разбега (а) и пускового тока (б), в зависимости от времени при прямом пуске с U_{SH} и $M_c = 0,2$ (кривая 1), двигатель практически мгновенно выходит на номинальную скорость вращения. Повышение $M_c = 0,4$ (кривая 2), $M_c = 0,8$ (кривая 3) и $M_c = 1,0$ (кривая 4) приводит к увеличению времени пуска. Продолжительность протекания пускового тока через обмотки двигателя при этом увеличивается. Кратность пускового тока I_n к пусковому току двигателя при неподвижном роторе I_k практически остается максимальной.

Уменьшение напряжения питания двигателя, например, до $0,5U_{SH}$, приводит к увеличению времени разбега и снижению кратности пускового тока двигателя. Регулируя напряжение питания на обмотках статора двигателя по закону (2), можно изменить время разбега при поддержании кратности пускового тока в нужных пределах (рис. 2, б) [15].

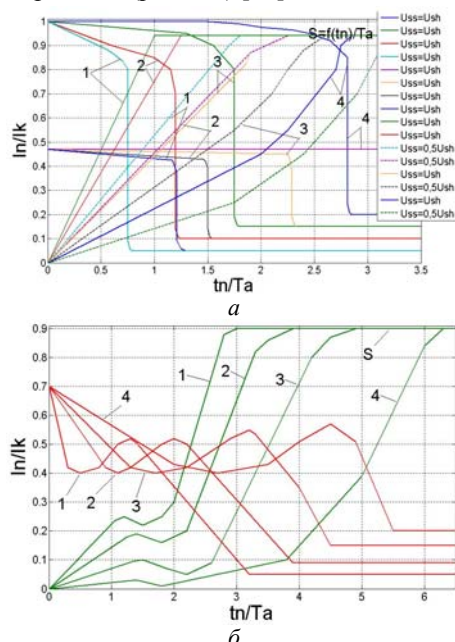


Рис. 2. Кривые разбега и пускового тока АД при параметрическом управлении

Здесь необходимо отметить, что при таком способе управления двигателем можно получить запроваочные или доводочные скорости двигателя, приемлемые для выполнения кратковременных технологических операций механизмов, таких как дотяжка, завравка и другие.

Для реализации такого способа пуска АД используем специальный задатчик интенсивности, формирующий изменение напряжения на статоре по следующему математическому выражению:

$$U_{ss} = \left\{ \begin{array}{l} U_{\text{трор}} \cdot e^{-t_1/T_1} \quad \text{при } 0 \leq t \leq t_1 \\ U_{\text{мин}} + U_{\text{трор}} \cdot (1 - e^{-\frac{t-t_1}{T_2}}) \quad \text{при } t_1 \leq t \leq t_2 \end{array} \right\}. \quad (3)$$

Напряжение трогания в (3) определяется как:

$$U_{\text{трор}} = U_H \sqrt{M_c^0 / M_{\Pi}},$$

где M_c^0 , M_{Π} – соответственно статический момент при неподвижном роторе АД и пусковой момент АД при номинальном напряжении сети. Минимальное напряжение в выражении (3), при котором ротор АД ещё вращается, зависит от статического момента и определяется как:

$$U_{\text{мин}} = U_H \sqrt{M_c^s / M^s},$$

где M_c^s , M^s – соответственно статический момент при минимальной частоте вращения ротора и момент двигателя при номинальном напряжении питающей сети и минимальной частоте вращения его ротора.

Постоянная времени T_1 для выражения (3) определяется из основного уравнения движения электропривода и механической характеристики АД и определяется для конкретного электропривода. Значение T_1 не превышает пяти периодов сетевого напряжения.

Другая постоянная времени T_2 выбирается в пределах 1-2 значений заданного времени пуска.

Выводы. Предложен аналитический метод для определения время разбега АЭП при использовании в статорных и роторных цепях АД управляющих резисторно-тиристорных модулей.

Установлено, что для обеспечения необходимого диапазона изменения времени пуска малоинерционных электроприводов необходимо регулировать напряжение на обмотках статора АД по сложному закону с двумя постоянными времени: спадающей по экспоненциальному закону и растущей, поэтому же закону. Это необходимо, чтобы переходные электромагнитные моменты АД не превышали допустимые значения.

Показано, что суммарный момент инерции и статический момент АЭП не оказывают существенного влияния на максимальное значение электромагнитного момента, что позволяет выбирать наиболее простые законы управления пуском электропривода и применять в большинстве случаев разомкнутую систему управления. Наибольшее влияние они оказывают на время переходного процесса, частоту колебаний электромагнитного момента и скорость вращения АД, что рекомендуется учитывать при проектировании и внедрении в различные технологические механизмы и агрегаты указанных электроприводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Петрушин В.С., Якимец А.М., Бангула В.Б. Анализ пуска асинхронного двигателя с помощью тиристорного преобразователя напряжения // Электротехника і електромеханіка. – 2012. – №6. – С. 31-33.
2. Петрушин В.С., Якимец А.М., Єрмолаєв В.В. Сравнительный анализ различных способов пуска асинхронного короткозамкнутого двигателя // Електромеханіка і енергозберігаючі системи. – 2012. – №3. – С. 243-246.
3. Фигаро Б.И., Васильев Д.С. Применение устройств плавного пуска и торможения асинхронных электродвигателей с короткозамкнутым ротором в электроприводах крановых механизмов передвижения // Электротехнические и компьютерные системы. – 2011. – №4. – С. 30-38.
4. Маренич К.М., Руссиян С.А. Патент України на корисну модель №101843. Спосіб управління тиристорним регулятором напруги в пристрої уповільнення пуску асинхронного двигуна. UA МПК (2013.01), H02M 7/00 H02M 1/08 (2006.01), H02J 3/18 (2006.01), H02P 7/00, H02P 5/00, H02M 5/00. Публ. 13.05.2013, Бюл. № 9.
5. Красношарпа Н.Д. Зменшення похибки розрахунку пускових режимів асинхронних електроприводів за статичними характеристиками. // Проблеми інформатизації та управління. – 2011. – №3(35). – С. 62-67.
6. Васильев Д.С. Исследование электромеханических процессов при прямом пуске и торможении асинхронных двигателей с учетом переменных параметров и сравнение их с плавным пуском и торможением // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – №4(63). – Ч.1. – С.43-49.
7. Ковальов В.І. Патент України на корисну модель № 67058. Спосіб формування пускових режимів асинхронного приводу з фазним ротором. UA МПК (2011.01) E21B 4/00, E21B 44/00, Публ. 25.01.2012, Бюл. № 2.
8. Потапенко Є.М., Потапенко Є.Є. Патент України на корисну модель № 53315. Спосіб формування бажаних статорних струмів асинхронного трифазного електродвигуна з короткозамкнутим ротором. UA МПК (2009) H02P 21/00. Публ. 11.10.2010, Бюл. № 19.
9. Маренич К.М., Руссиян С.А. Обґрунтування принципу удосконалення способу уповільнення пуску асинхронного електропривода гірничої машини // Гірничі електромеханіка та автоматика. – 2010. – №84. – С. 160-168.

10. Калинов А.П., Юхименко М.Ю., Исаев С.В. Исследование эффективности формирования пусковых режимов асинхронного двигателя // *Электромеханичні і енергозберігаючі системи*. – 2007. – №2. – С. 15-21.
11. Черный А.П., Гладырь А.И., Осадчук Ю.Г. Пусковые системы нерегулируемых электроприводов: Монография. – Кременчуг: ЧП Щербатых А.В., 2006. – 280 с.
12. Попович М.Г., Лозинський О.Ю., Клепиков В.Б. // *Электромеханичні системи автоматичного керування та електроприводи: Навч. посібник*. – К.: Либідь, 2005. – 680 с.
13. Зюзев А.М., Костылев А.В., Степанюк Д.П. Патент РФ № 2497267. Способ плавного пуска асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. МПК H02P1/26, H02P1/28. Оpubл. 27.10.2013, Бюл. № 30.
14. Лобов В.И. Исследование пусковых и тормозных режимов асинхронных электроприводов с тиристорным параметрическим управлением: дис. ... к. техн. наук. – М. ВНИИЭлектропривод, 1983. – 269 с.
15. Бродский Ю.А., Егорова С.А., Лобов В.И., Швец С.А. А.с. СССР №1108589. Способ пуска малонерционного асинхронного электродвигателя, МПК H 02 P 1/26. Оpubл. 15.08.1984. Бюл. № 30. – 4 с.
16. Давиденко А.Г., Лобов В.И., Паришкура Н.Г., Рухленко С.К., Петров П.Е. А.с. СССР №944034. Электропривод переменного тока. МПК H 02 P 3/24, H 02 P 5/28. Оpubл. 15.07.1982. Бюл. №8. – 4 с.
17. Чиликин М.Г. Сандлер А.С. Общий курс электропривода: Учебник для вузов. – М.: Энергоиздат, 2007. – 576 с.

REFERENCES

1. Petrushin V.S., Yakimets A.M., Bangula V.B. Analysis of a thyristor voltage converter fed induction motor start. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.6, pp. 31-33. (Rus).
2. Petrushin V.S., Yakimets A.M., Ermolaev V.V. Comparative analysis of the different ways to start an asynchronous motor shorted. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy – Electromechanical and energy saving systems*, 2012, no.3, pp. 243-246. (Rus).
3. Figaro B.I., Vasilyev D.S. Application of squirrel-cage induction motor soft starting and braking in the electric drives of crane travel mechanisms. *Elektrotehnichni ta kompiuterni systemy – Electrotechnic and computer systems*, 2011, no.4, pp. 30-38. (Rus).
4. Marenich K.M., Russiyan S.A. *Sposib upravlinnia tyrstornym reholiatorom napruhy v prystroi upovilnennia puskuly asynkhronnoho dyvhuna* [Method of the voltage regulator of control device deceleration start induction motor]. Patent UA, no.10184, 2013. (Ukr).
5. Krasnoshapka N.D. Reducing the error calculation starting modes of electric drives for asynchronous static characteristics. *Problemy informatyzatsii ta upravlinnia – Problems of informatization and management*, 2011, no.3(35), pp. 62-67. (Ukr).
6. Vasilyev D.S. Study of electromechanical processes in direct start-up and braking of asynchronous motors with the variables and comparing them with soft start and braking. *Visnyk Kremenchukskoho derzhavnoho universytetu imeni Mykhaila Ostrohradskoho – Transactions of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University*, 2010, no.4(63), part 1, pp. 43-49. (Rus).
7. Kovalev V.I. *Sposib formuvannia puskovykh rezhymiv asynkhronnoho pryvodu z faznym rotorom* [Method of forming starting modes asynchronous drive with slip ring motors]. Patent UA, no.67058, 2012. (Ukr).
8. Potapenko E.M., Potapenko E.E. *Sposib formuvannia bazhanykh statornykh strumiv asynkhronnoho tryfaznoho elektrodyvhuna z korotkozamknеныm rotorom* [Method of forming the desired stator currents phase asynchronous motor with squirrel cage]. Patent UA, no. 53315, 2010. (Ukr).
9. Marenich K.M., Russiyan S.A. Justification principle of improving the method of deceleration start asynchronous electric mining machine. *Hirnycha elektromekhanika ta avtomatyka – Mining electrical engineering and automation*, 2010, vol.84, pp. 160-168. (Ukr).

10. Kalinov A.P., Yukhimenko M.Y., Isaev S.V. Investigation of the efficiency of formation of an induction motor starting modes. *Elektromekhanichni i enerhozberihaiuchi systemy – Electromechanical and energy saving systems*, 2007, no.2, pp. 15-21. (Rus).
11. Chernyi A.P., Gladyr A.I., Osadchuk Y.G. *Puskovyie systemy nereguliruemyykh elektroprivodov: Monografiia* [Starting unregulated electric system: Monograph]. Kremenchuk: PP Cherbattyh A.V. Publ., 2006. 280 p. (Rus).
12. Popovich M.G., Lozinsky O.Y., Klepikov V.B. *Elektromekhanichni systemy avtomatichnoho keruvannia ta elektroprivody: Navch. posibnyk* [Electromechanical automatic control system and electric drives: Tutorial]. Kyiv, Lybid Publ., 2005. 680 p. (Ukr).
13. Zyuzev A.M., Kostylev A.V., Stepanjuk D.P. *Sposob plynogo puskuly asynkhronnoho dyvgatel'ia s korotkozamknutyim rotorom* [Method of soft start induction motor with squirrel-cage rotor]. Patent Russian Federation, no.2497267, 2013. (Rus).
14. Lobov V.I. *Issledovanie puskovykh i tormoznykh rezhimov asynkhronnykh elektroprivodov s tiristornym parametricheskim upravleniem*. Diss. kand. techn. nauk [Research of starting and braking modes of asynchronous electric drives with thyristor parametric-hydraulic control. Cand. tech. sci. diss.]. Moscow, 1983. 269 p. (Rus).
15. Brodsky Y.A., Egorova S.A., Lobov V.I., Shvets S.A. *Sposob puskuly maloinertsionnogo asynkhronnoho elektrodyvgatel'ia* [Method of starting a fast-response induction motor]. USSR Certificate of Authorship, no.1108589, 1984. (Rus).
16. Davidenko A.G., Lobov V.I., Parishkura N.G., Rukhlenko S.K., Petrov P.E. *Elektroprivod peremennogo toka* [AC drive]. USSR Certificate of Authorship, no. 944034, 1982. (Rus).
17. Chilikin M.G., Sandler A.S. *Obshchii kurs elektroprivoda: Uchebnik dlia vuzov* [General course of the electric drive: Textbook for high schools]. Moscow, Energoizdat Publ., 2007. 576 p. (Rus).

Поступила (received) 20.05.2015

Лобов Вячеслав Иосифович¹, к.т.н.,

Лобова Карина Витальевна¹, студентка,

¹ Государственное высшее учебное заведение «Криворожский Национальный университет», 50027, Кривой Рог, ул. XXII Партсъезда, 11, тел/phone +38 0564 4090635, e-mail: lobov.vjcheslav@yandex.ru

V.I. Lobov¹, K.V. Lobova¹

SIHE «Kryvyi Rih National University», 11, XXII Partz'izdu Str., Kryvyi Rih, 50027, Ukraine.

Method of determining the start time of induction motors in the control of resistor-thyristor modules.

Purpose. An electric general-purpose drive with asynchronous motor is proposed. For motor control in stator and rotor, circuits used resistors and thyristors. These elements included together in various ways. This allows to get a variety of power converter circuit with resistor-thyristor modules. **Methodology.** Taking into account the technical requirements for industrial machinery developed an analytical method for determining the run-up controlled induction motor. Formed starting modes by changing the value of the equivalent resistor-thyristor modules. Using logic synthesis and function of thyristors switching to determine the equivalent value of resistor-thyristor modules. **Scientific novelty.** It lies in the fact that the proposed method of calculation to determine the run-up in the limited amount of transient current and torque of the motor. The total moment of inertia and the static moment of the drive do not have a significant impact on the maximum value of the transient electromagnetic torque. Most of these options affect the transition process, the oscillation frequency of the electromagnetic torque and the motor speed. **Practical value.** The method used for calculating allows to select the simplest laws of launch control actuator and apply open-loop control system without increasing the cost of the power converter, so it is of practical importance. References 17, figures 2. **Key words:** induction motor, resistor-thyristor module, start, regulation opening angle of thyristor, moment of inertia, static moment.

МОДЕЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ ПАРАМЕТРІВ ДУГИ ДУГОВОЇ СТАЛЕПЛАВИЛЬНОЇ ПЕЧІ

Запропоновано математичну модель блоку дуги дугової сталеплавильної печі, якою керує механізм переміщення електрода. Модель призначена для аналізу електромагнітних процесів дуги зі змінною довжиною. Порівняльний аналіз результатів моделювання на основі побудованої блок-схеми моделі і результатів, які отримані на реальних печах, показав адекватність моделі. Запропоновано параметр, що визначає етап процесу плавки. Проаналізовано зміни параметрів дуги при зміні її довжини. Проведено аналіз змін цих параметрів при зміні термоінерційних умов горіння дуги. Бібл. 13, рис. 4.

Ключові слова: дугова сталеплавильна піч, управління параметрами дуги, довжина дуги, емпіричні коефіцієнти, математична модель дуги, вольт-амперна характеристика дуги.

Предложена математическая модель блока дуги дуговой сталеплавильной печи, которой управляет механизм перемещения электрода. Модель предназначена для анализа электромагнитных процессов дуги с изменяющейся длиной. Сравнительный анализ результатов моделирования на основе построенной блок-схемы модели и результатов, которые получены на реальных печах, показал адекватность модели. Предложен параметр, определяющий этап процесса плавки. Проанализированы изменения электрических параметров дуги при изменении ее длины. Проведен анализ изменений этих параметров при изменении термоинерционных условий горения дуги. Библ. 13, рис. 4.

Ключевые слова: дуговая сталеплавильная печь, управление параметрами дуги, длина дуги, эмпирические коэффициенты, математическая модель дуги, вольт-амперная характеристика дуги.

Постановка проблеми. Широке використання електричної дуги у ряді технологічних процесів обумовлює необхідність математичного опису зв'язків між головними параметрами дуги: напругою дуги U_d , силою струму дуги i_d та довжиною дуги d . Ці параметри визначають властивості дуги і можливість досягнення оптимального режиму плавки. При побудові блок-схем математичної моделі дуги бажано виділяти ряд коефіцієнтів, які дозволяють врахувати змінні умови протікання плавки.

Аналіз останніх досліджень і публікацій. Розгляду та математичному опису процесів, що відбуваються в дугах змінного струму, присвячено цілий ряд фундаментальних праць [1-6]. В останній час цим питанням також займалися А.А. Андріанов, В.М. Сидорець [7], Є.М. Верещаго, В.І. Костюченко [8] та багато інших авторів.

Виділення невирішених раніше частин загальної проблеми. Складність процесів, що відбуваються при запалюванні, горінні, згасанні та повторному запалюванні дуги призводить до того, що математичний опис цих процесів виявляється або достатньо спрощеним, або містить цілий ряд емпіричних залежностей.

Спрощений опис неприйнятний при наявному рівні складності технологічних процесів та їх потужності (а отже при відповідних вимогах до точності керування ними). Використання математичних моделей з емпіричними коефіцієнтами вимагає уважного розгляду умов експериментів, в ході яких ці коефіцієнти були отримані. В більшості випадків такі емпіричні коефіцієнти можуть бути використані не для всіх дугових процесів, але тільки для вузького діапазону потужностей або частот і т.ін. [6]. При цьому в кожному випадку може бути відсутній зв'язок навіть між головними параметрами дуги.

Мета статті. З огляду на вищевказане, метою роботи є побудова порівняно простої математичної моделі дуги дугової сталеплавильної печі (ДСП), яка

в той же час з достатньою адекватністю відтворювала б процеси дуги. У роботі [7] запропоновано використання математичної моделі дуги, з огляду на її адекватність динаміці електричної дуги. В моделі використані наступні рівняння:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_S} \cdot [U_c - R_b \cdot i_d - i_d \cdot i_t^{(n-1)}], \quad (1)$$

де i_d – струм дуги; L_S – індуктивність силового ланцюга; U_c – напруга джерела живлення; $i_d R_b$ – падіння напруги на резисторі, що обмежує струм; i_t – струм стану дуги; n – значення показника ступеня, змінне для різних умов горіння дуги.

$$\frac{di_t}{dt} = \frac{1}{2 \cdot t_0} \cdot \frac{i_d^2 - i_t^2}{i_t}, \quad (2)$$

де t_0 – постійна часу дуги.

ВАХ дуги завдається співвідношенням:

$$U_d = U_0 \cdot \left(\frac{i_t}{I_0} \right)^n, \quad (3)$$

де U_d – напруга дуги; U_0, I_0 – напруга та струм робочої точки ВАХ дуги.

Підкреслюється, що всі параметри приведених рівнянь безрозмірні. Значення U_0 та I_0 є емпіричними і стосуються випадку зварювальної дуги незмінної довжини. Та ж сама модель використана в роботі [8], де її позиціоновано як найбільш загальну та як таку, що може бути використана для випадків дуг зі змінною довжиною та рухливих дуг. Вищезгадані дослідження переконливо підтвердили ці положення. Але в запропонованому в роботах [7, 8] вигляді модель не відображає зв'язок між напругою U_d (струмом дуги i_d) та довжиною дуги d . Отже описані співвідношення придатні для опису електричних дуг подібних до зварювальних.

Для моделювання ж процесів, в яких довжина дуги суттєво впливає на параметри цих процесів,

необхідна модель, що враховує цю довжину в явному вигляді. Таким чином, згадана модель в такому вигляді не може бути використана для моделювання потужних дуг ДСП, хоч за всіма іншими ознаками вона є найбільш адекватною.

Виклад основного матеріалу. При порівнянні формули (1) з рівнянням Кірхгофа виявляється, що складова $i_d \cdot i_t^{(n-1)}$ грає роль модулюючої величини M_d . Попередні фундаментальні дослідження [9] довели, що для випадку рухливих дуг великої потужності та змінної довжини найбільш простим і, в той же час, достатньо прийнятним рівнянням ВАХ є формула Фреліха:

$$U_d = a + b \cdot d, \quad (4)$$

де a – падіння напруги у прианодній та прикатодній ділянках дуги; b – напруженість стовпа дуги; d – довжина дуги.

Перекладаючи рівняння (1), (2) в інтегральну форму та суміщаючи їх з рівнянням (4), отримаємо основу нової математичної моделі дуги:

$$i_d = \frac{1}{L_S} \cdot \int [U_c - R_b \cdot i_d - M_d \cdot (a + b \cdot d) \cdot i_t^{(n-1)}] dt + i_{d0}, \quad (5)$$

де i_{d0} – струм дуги в початковий момент.

$$i_t = \frac{1}{2 \cdot t_0} \cdot \int \left(\frac{i_d^2 - i_t^2}{i_t} \right) dt + i_{t0}, \quad (6)$$

де i_{t0} – струм стану дуги в початковий момент.

Рівняння (5), (6) дають можливість побудувати блок-схему математичної моделі дуги у середі «Matlab Simulink» [10]. При побудові схемної реалізації отриманої математичної моделі (рис. 1) приймаємо значення $n = -1/3$, що відповідає вільному горінню дуги.

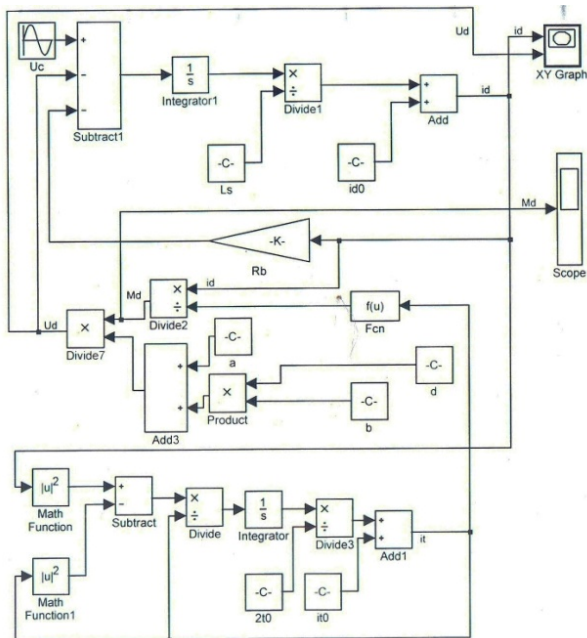


Рис. 1. Блок-схема математичної моделі дуги

Аналіз процесів за допомогою побудованої моделі показав, що при її відносній простоті, модель дає адекватні реальним процесам у ДСП результати. Наприклад, при збільшенні довжини дуги підвищується напруга дуги і зменшується її струм; зменшення довжини дуги призводить до протилежних наслідків (рис. 2).

Також модель показує, що при граничному збільшенні довжини дуги до значень в сотні міліметрів дуга не запалюється. При зменшенні довжини дуги до значень десятків часток міліметра дуга перестає змінюватись за напругою та струмом. Такий характер реакції на зміну довжини дуги (моделюється керування дугою за допомогою привода переміщення електрода) відповідає поведінці реальної дуги ДСП [11]. Модель також адекватно реагує на зміну постійної часу дуги t_0 , що моделює зміну термоінерційних процесів у стовпі дуги по мірі його прогрівання (рис. 3). Так, при мінімальних значеннях $2t_0$ порядку 10^{-4} с, струм дуги близький до нуля, що відповідає безплазмовому стану дугового проміжку. При значеннях $2t_0$ порядку 10^{-3} с, динамічна ВАХ дуги має характерний вигляд «нахиленої вісімки».

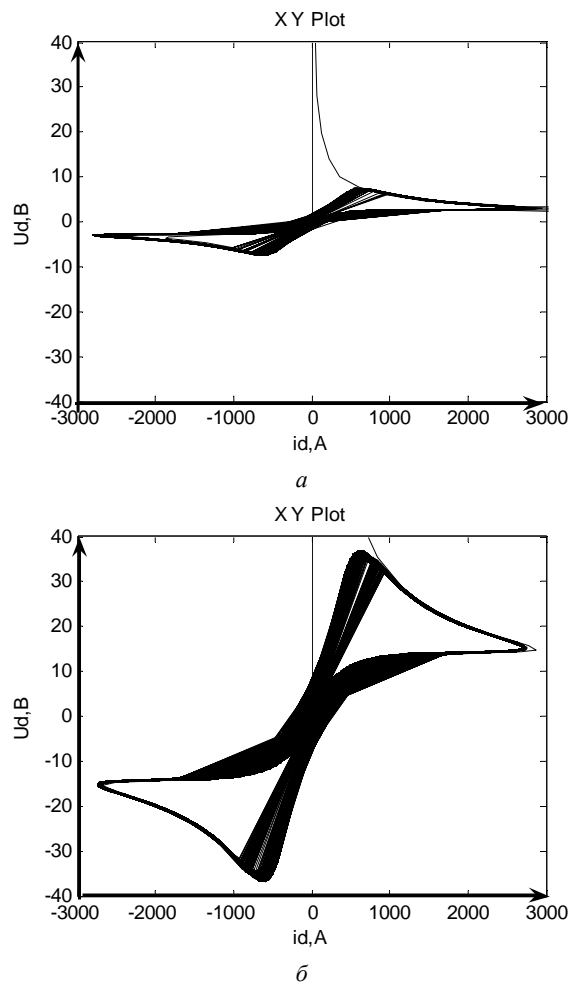


Рис. 2. Динамічна ВАХ моделі дуги ДСП при $d = 1,5$ мм (а) та $d = 15$ мм (б) за умови однаковості постійної часу дуги ($2t_0 = 10^{-3}$)

При значеннях $2t_0$ порядку 10^{-2} с, динамічна ВАХ дуги має вигляд овалу. В роботі [12] наведено дослідження дії ДСП обсягом від 5 т до 200 т. Результатом цієї роботи стали кілька сотень динамічних ВАХ дуги, знятих методом фотоосцилографування. Їх вигляд в достатній мірі співпадає з ВАХ, наведеними на рис. 3. Проведені досліди вказують, що при зміні значення $2t_0$ в бік підвищення динамічна ВАХ дуги змінює форму з такої, що наведено на рис. 3,а на форму, що наведено на рис. 3,б. Цей процес відповідає

переходу твердої шихти в рідкий розплав. Індикатором стадії плавки може служити форма та амплітуда модулюючої величини M_d , яка поступово згладжується та зменшується (рис. 4). Такий процес має місце внаслідок того, що складаються більш вигідні термоелектричні умови для іонізації у стовпі дуги (постійна часу дуги поступово зростає). Дуга стабілізується, меншим стає кількість перекидів дуги та їх розкид у просторі ванни ДСП [13]. Параметруючи запропоновану модель у відповідності до параметрів печі, можливо отримати вірогідний результат для ДСП будь-якого обсягу та режиму керування.

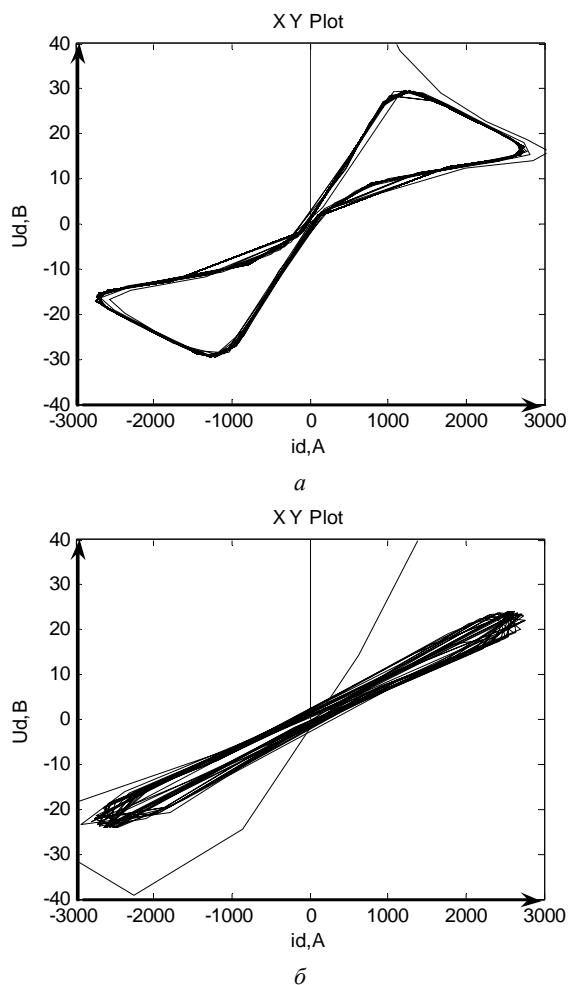


Рис. 3. Динамічна ВАХ моделі дуги ДСП при $2t_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ с (а) та $2t_0 = 10^{-2}$ с (б) за умови однаковості довжини дуги $d = 15$ мм

Висновки і пропозиції. Запропоновано математичну модель дуги, яка, на відміну від раніш відомих моделей, дозволяє явно показати залежності між напругою (струмом) дуги ДСП та її довжиною. Динамічне керування режимом плавки відбувається шляхом регулювання довжини дуги. Завдяки цьому дану модель вигідно використовувати як складовий блок загальної моделі керування режимами плавки ДСП. Підтверджено адекватність запропонованої моделі на основі порівняння результатів моделювання та результатів досліджень реальних ДСП широкого діапазону потужностей. Виділений критерій, за яким можливо ідентифікувати стадію процесу – характер змінення модулюючої величини M_d . Наведено ВАХ та осцилограми моделі дуги ДСП, які відображають характер залеж-

ності між напругою U_d , силою струму дуги i_d під впливом довжини дуги d та постійної часу дуги t_0 .

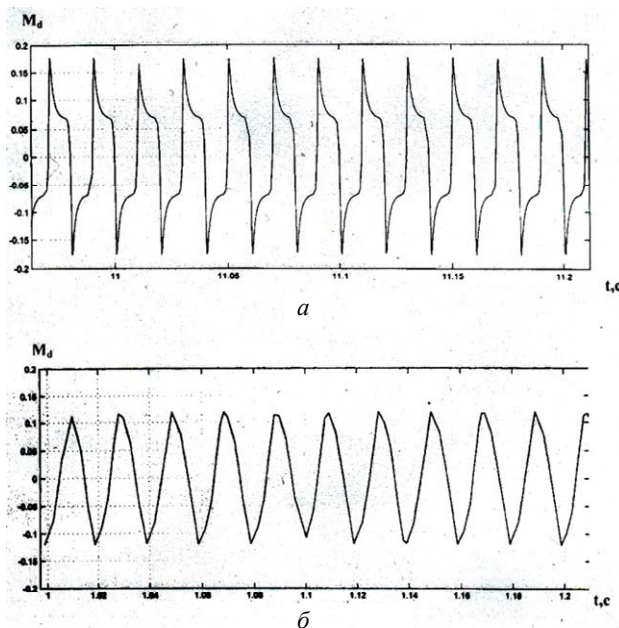


Рис. 4. Осцилограми модулюючої величини напруги дуги ДСП при $2t_0 = 1 \cdot 10^{-3}$ с (а) та $2t_0 = 10^{-2}$ с (б) за умови однаковості довжини дуги $d = 15$ мм

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Cassie A.M. A new theory of rupture and circuit severity. – CIGRE Report, Paris, France, 1939. – Vol.102. – pp. 2-14.
2. Mayr O. Beiträge Zur Theorie Des Statischen Und Des Dynamischen Lichtbogens. – Archiv für Elektrotechnik. – 1943. – vol.37. – no.12. – pp. 588-608.
3. Сисоян Г.А. Электрическая дуга в электрической печи. – М.: Металлургия, 1974. – 304 с.
4. Новиков О.Я. Устойчивость электрической дуги. – Л.: Энергия, Ленингр. отд., 1978. – 159 с.
5. Пентегов И.В., Сидорец В.Н. Сравнительный анализ моделей динамической сварочной дуги // Автоматическая сварка. – 1989. – №2. – С. 33-36.
6. Свенчанский А.Д., Смелянский М.Я. Электрические промышленные печи. Учебн. пособие для вузов. Ч.2. – М.: Энергия, 1970. – 264 с.
7. Андрианов А.А., Сидорец В.Н. Оптимизация режимов стабилизации сварочной дуги переменного тока // Электротехника і електромеханіка. – 2009. – №2. – С. 5-8.
8. Верещаго Е.Н., Костюченко В.И. Модель электрической дуги в Matlab/Simulink // Электротехника та електроенергетика. – 2013. – №2. – С. 40-45.
9. Сапко А.И. Исполнительные механизмы регуляторов мощности дуговых электропечей. – М.: Энергия, 1969. – №33. – 128 с.
10. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0. Учебн. пособие. – СПб.: КОРОНА, 2001. – 320 с.
11. Ефроймович Ю.Е., Фейгин В.И. Автоматическое регулирование дуговых металлургических печей. – М.: Металлургиздат, 1951. – 235 с.
12. Минеев А.Р., Рубцов В.П. Статистические и динамические показатели качества работы электротехнических установок (на примере электропечей) // Электротехника. – 2000. – №1. – С. 42-51.
13. Хаинсон А.В., Дрогин В.И., Пирогов Н.А. Исследование электрических режимов дуговых сталеплавильных печей с учетом случайных колебаний напряжений дуг // Электротехника. – 1983. – №7. – С. 11-13.

REFERENCES

1. Cassie A.M. A new theory of rupture and circuit severity. *CIGRE Report*, Paris, France, 1939, vol.102, pp. 2-14.
 2. Mayr O. Beiträge Zur Theorie Des Statischen Und Des Dynamischen Lichtbogens. *Archiv für Elektrotechnik*, 1943, vol.37, no.12, pp. 588-608. doi: 10.1007/BF02084317. (Ger).
 3. Sisojan G.A. *Elektricheskaja duga v elektricheskoi pechi* [The electric arc in an electric furnace]. Moscow, Metallurgija Publ., 1974. 304 p. (Rus).
 4. Novikov O.J. *Ustoichivost' elektricheskoi dugi* [The stability of the electric arc]. Leningrad, Leningrad department of Energija Publ., 1978. 159 p. (Rus).
 5. Pentegov I.V., Sidorets V.N. Comparative analysis of models of dynamic arc. *Avtomaticheskaja svarka – Automatic welding*, 1989, no.2, pp. 33-36. (Rus).
 6. Svenchanskii A.D., Smelianskii M.J. *Elektricheskie promyshlennye pechi: uchebn. posobie dlja vuzov* [Electric industrial furnaces: textbook for high schools]. Moscow, Energija Publ., 1970. 264 p. (Rus).
 7. Andrianov A.A., Sidorets V.N. Optimization of stabilization regimes for alternating current welding arc. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2009, no.2, pp. 5-8. (Rus).
 8. Vereshchaho E.M., Kostyuchenko V.I. Model of an electric arc in Matlab/Simulink. *Elektrotehnika ta elektroenergetika – Electrical engineering & Electric power industry*, 2013, no.2, pp. 40-45. (Rus).
 9. Sapko A.I. *Ispolnitel'nye mekhanizmy regulatorov moshchnosti dugovykh elektropechei* [Actuators power regulators of electric arc furnaces]. Moscow, Energija Publ., 1969, vol.33, 128 p. (Rus).
 10. German-Galkin S.G. *Komp'yuternoe modelirovanie poluprovodnikovyykh sistem v MATLAB 6.0: uchebn. posobie* [Computer simulation of semiconductor systems in MATLAB 6.0: training manual]. Saint Petersburg, KORONA Publ., 2001. 320 p. (Rus).
 11. Efroimovich J.E., Feigin V.I. *Avtomaticheskoe regulirovanie dugovykh metallurgicheskikh pechei* [Automatic control of the arc steel furnaces]. Moscow, Metallurgizdat Publ., 1951. 235 p. (Rus).
 12. Mineev A.R., Rubtsov V.P. Statistics and dynamic performance measures of electrotechnic settings (for example, electric furnaces). *Elektrotehnika – Electrical engineering*, 2000, no.1, pp. 42-51. (Rus).
 13. Hainson A.V., Drogin V.I., Pirogov N.A. The electrical arc furnaces modes based on random vibration stress arcs. *Elektrotehnika – Electrical engineering*, 1983, no.7, pp. 11-13. (Rus).
- Надійшла (received) 14.05.2015*

Хрестін Роман Миколайович, аспірант, Нікопольський технікум Національної металургійної академії України, 53200, Дніпропетровська обл., Нікополь, пр. Трубників, 18, тел/phone +38 066 6400610, e-mail: serebro0@yandex.ua

*R.N. Khrestin
Nikopol College of National Metallurgical Academy of Ukraine, 18, Trubnikov Ave., Nikopol, Dnepropetrovsk region, 53200, Ukraine.*

Modeling parameters of arc of electric arc furnace.

Purpose. *The aim is to build a mathematical model of the electric arc of arc furnace (EAF). The model should clearly show the relationship between the main parameters of the arc. These parameters determine the properties of the arc and the possibility of optimization of melting mode. Methodology.* *We have built a fairly simple model of the arc, which satisfies the above requirements. The model is designed for the analysis of electromagnetic processes arc of varying length. We have compared the results obtained when testing the model with the results obtained on actual furnaces. Results.* *During melting in real chipboard under the influence of changes in temperature changes its properties arc plasma. The proposed model takes into account these changes. Adjusting the length of the arc is the main way to regulate the mode of smelting chipboard. The arc length is controlled by the movement of the drive electrode. The model reflects the dynamic changes in the parameters of the arc when changing her length. We got the dynamic current-voltage characteristics (CVC) of the arc for the different stages of melting. We got the arc voltage waveform and identified criteria by which possible identified stage of smelting. Originality.* *In contrast to the previously known models, this model clearly shows the relationship between the main parameters of the arc EAF: arc voltage U_{a} , amperage arc i_{a} and length arc d . Comparison of the simulation results and experimental data obtained from real particleboard showed the adequacy of the constructed model. It was found that character of change of magnitude M_{a} helps determine the stage of melting. Practical value.* *It turned out that the model can be used to simulate smelting in EAF any capacity. Thus, when designing the system of control mechanism for moving the electrode, the model takes into account changes in the parameters of the arc and it can significantly reduce electrode material consumption and energy consumption during smelting. References 13, figures 4.*

Key words: **electric arc furnace, parameters of the arc control, arc of varying length, empirically determined coefficients, mathematical model of the arc, current-voltage characteristic of the arc.**

Д.О. Волонцевич, М.В. Барбашова, О.С. Сабокарь

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В КОМБИНИРОВАННЫХ ИНДУКТОРНЫХ СИСТЕМАХ – ИНСТРУМЕНТАХ РИХТОВКИ СОВРЕМЕННЫХ АВТОМОБИЛЕЙ

У комбінованих індукторних системах поле існує тільки над заготовкою, під нею має місце тільки кругове низькочастотне магнітне поле. У роботі виконано аналіз електромагнітних процесів в інструментах магнітно-імпульсного притягання (комбінованих індукторних системах), заснований на численних оцінках, за допомогою раніше отриманих аналітичних залежностей для збуджуваних полів і сил, необхідних для успішного виконання рихтування металевих покриттів автомобільних кузовів. Отримано просторово-часовий розподіл дотичної складової напруженості магнітного поля на поверхнях оброблюваного металевого листа; умови, при виконанні яких можливе притягання листа з боку його внутрішньої поверхні (до індукторів); часовий характер взаємодії збуджуваних полів; просторові зони максимального впливу на оброблюваний лист. Особливістю комбінованої індукторної системи є нерівномірність розподілених сил притягання в робочій зоні. Результати аналізу показали, що в розрахованій робочій області на зовнішній поверхні листової заготовки напруженість магнітного поля буде складати не більше 5% напруженості кругового поля низькочастотного джерела. Враховуючи, що крізь листову заготовку плоскопаралельне поле практично не проникає, на її зовнішній стороні, як випливає з виконаних оцінок, напруженість діючого поля буде складати ~ 30-40%. Отримано розподіл відносної напруженості магнітного поля на поверхні листової заготовки в центрі робочої зони, а також розподіл амплітудних значень дотичній компоненті напруженості результуючого магнітного поля на поверхні листової заготовки вздовж центру прямокутного витка. Обчислення продемонстрували дієвість запропонованого інструменту магнітно-імпульсної рихтування металевих покриттів автомобільних кузовів. Реальні амплітуди розподілених сил притягання складають ~ 7.7 МПа, при амплітуді напруженості магнітного поля $\approx 0,35 \cdot 10^7$ А/м. Індуктори – джерела поля можуть виконуватися багатовитковими. Це дозволить істотно збільшити напруженість збуджуваного магнітного поля і, відповідно, амплітуду сил притягання. Бібл. 6, рис. 5.

Ключові слова: комбінована індукторна система, зовнішнє рихтування, низькочастотне магнітне поле.

В комбинированных индукторных системах поле существует только над заготовкой, под ней имеет место только круговое низкочастотное магнитное поле. В работе выполнен анализ электромагнитных процессов в инструментах магнитно-импульсного притяжения (комбинированных индукторных системах), основанный на численных оценках, с помощью ранее полученных аналитических зависимостей для возбуждаемых полей и сил, необходимых для успешного выполнения рихтовки металлических покрытий автомобильных кузовов. Получены пространственно-временные распределения касательной составляющей напряжённости магнитного поля на поверхностях обрабатываемого металлического листа; условия, при выполнении которых возможно притяжение листа со стороны его внутренней поверхности (к индукторам); временной характер взаимодействия возбуждаемых полей; пространственные зоны максимального воздействия на обрабатываемый лист. Особенностью комбинированной индукторной системы является неравномерность распределённых сил притяжения в рабочей зоне. Результаты анализа показали, что в рассчитанной рабочей области на внешней поверхности листовой заготовки напряжённость магнитного поля будет составлять не более 5% напряжённости кругового поля низкочастотного источника. Учитывая, что сквозь листовую заготовку плоскопаралельное поле практически не проникает, на её внешней стороне, как следует из выполненных оценок, напряжённость действующего поля будет составлять ~30-40%. Получено распределение относительной напряжённости магнитного поля на поверхности листовой заготовки в центре рабочей зоны, а также распределение амплитудных значений касательной компоненты напряжённости результующего магнитного поля на поверхности листовой заготовки вдоль центра прямоугольного витка. Вычисления продемонстрировали действенность предложенного инструмента магнитно-импульсной рихтовки металлических покрытий автомобильных кузовов. Реальные амплитуды распределённых сил притяжения составляют ~ 7.7 МПа, при амплитуде напряженности магнитного поля $\approx 0,35 \cdot 10^7$ А/м. Индукторы – источники поля могут выполняться многовитковыми. Это позволит существенно увеличить напряжённость возбуждаемого магнитного поля и, соответственно, амплитуду сил притяжения. Библ. 6, рис. 5.

Ключевые слова: комбинированная индукторная система, внешняя рихтовка, низкочастотное магнитное поле.

Введение. Появление новых сплавов в современных авиа- и автомобилестроении инициировало развитие новых обрабатывающих технологий, поскольку известные подходы оказались недееспособными. Рекомендуются для кузовных покрытий современных автомобилей соединения различных металлов, обладающих малым весом и высокой прочностью, оказались не технологичными с точки зрения традиционной механической штамповки. Причина – недостаточная пластичность. При обработке имели место разрывы и разрушение формуемых изделий. Как показали исследования, направленные на преодоление отмеченных негативов, при магнитно-импульсном силовом воздействии проявляется эффект «гиперпластичности», вследствие которого

относительные деформации металлических образцов могут достигать ~ 200 % и более [1].

Обзор литературы. Современные потребности авто- и авиапромышленности поставили задачу внешней рихтовки вмятин на металлических поверхностях кузовных и корпусных покрытий. Как оказалось, практически, наиболее эффективным способом решения данной проблемы является магнитно-импульсное притяжение повреждённых участков силами низкочастотных полей при интенсивном проникновении сквозь обрабатываемый металл [2, 3].

В этой связи весьма интересными для практики являются разработки инженеров концерна «Боинг». Физическая сущность их предложений состоит в про-

© Д.О. Волонцевич, М.В. Барбашова, О.С. Сабокарь

странственно-временной суперпозиции низко- (НЧ) и высокочастотных (ВЧ) магнитных полей. Первые проникают сквозь металл с вмятиной. Вторые не проникают, и при определённых условиях нивелируют НЧ-поле над обрабатываемым объектом. В результате, над металлом с вмятиной нуль напряжённости, под ним – амплитуда. Возникающая сила магнитного давления осуществляет притяжение металла вмятины к источнику поля – индуктору [4].

Реализация цитируемого предложения является достаточно сложной и дорогостоящей, ввиду обязательного наличия источников мощности разного типа – генераторов НЧ и ВЧ сильноточных токовых импульсов. Упростить схему двухчастотной реализации магнитно-импульсного притяжения можно с помощью систем, генерирующих плоскопараллельные магнитные поля. В этом случае источники мощности могут генерировать идентичные НЧ-сигналы. Данная идея в виде «комбинированных индукторных систем» была представлена в работе [5]. Настоящая работа является логическим продолжением цитируемой публикации.

Цель работы. Анализ электромагнитных процессов в инструментах магнитно-импульсного притяжения данного типа, выполненный на основе численных оценок с помощью ранее полученных аналитических зависимостей для возбуждаемых полей и сил, необходимых для успешного выполнения рихтовки металлических покрытий автомобильных кузовов.

Исходные данные для вычислений взяты из типичных экспериментов, описанных авторами научного издания [6].

Численные оценки. Постановка задач расчёта.

Дано:

- источники поля – плоский катушечный индуктор, индуктор прямоугольной формы, их взаимное расположение представлены на рис. 1, 2;

- оба индуктора расположены соосно на разных расстояниях от внутренней поверхности обрабатываемого листа ($H = 0,006$ м, $h = 0,003$ м);

- геометрия катушечного индуктора: $R_1 = 0,025$ м, $R_2 = 0,063$ м;

- геометрия прямоугольного индуктора: квадрат с внутренними и внешними сторонами, соответственно $-2b_1 = 2R_1 = 0,05$ м, $2b_2 = \sqrt{2} R_2 \approx 0,09$ м;

- обрабатывается стальной лист толщиной $d = 0,0008$ м (удельная электропроводность – $\gamma = 0,6 \cdot 10^7$ (Ом·м)⁻¹);

- на вход индукторной системы подаются токовые импульсы, временные зависимости которых функционально одинаковы и представляют собой экспоненциально затухающие синусоиды, то есть

$$j_{1,2}(t) = j_{1,2}^{(\max)} \cdot \varphi_{1,2}(t),$$

$$\varphi_{1,2}(t) = e^{-\delta_{1,2}(\omega_{1,2} t)} \cdot \sin(\omega_{1,2} \cdot t),$$

здесь $j_{1,2}^{(\max)}$ – амплитудные значения плотностей токов, $\varphi_{1,2}(t)$ – временные функции, $\delta_{1,2}$ – относительные декременты затухания, $\omega_{1,2} = 2\pi \cdot f_{1,2}$, $f_{1,2}$ – рабочие частоты;

- относительные декременты – $\delta_1 \approx 0,2$, $\delta_2 \approx 0,5$, рабочая частота низкочастотного сигнала – $f_1 = 2,2$ кГц, плоскопараллельного поля – $f_2 = 5 \div 10$ кГц;

- начальные моменты токовых импульсов смещены, величина смещения составляет $\Delta t \approx \pi/2\omega_1$ (четверть периода низкочастотного сигнала).

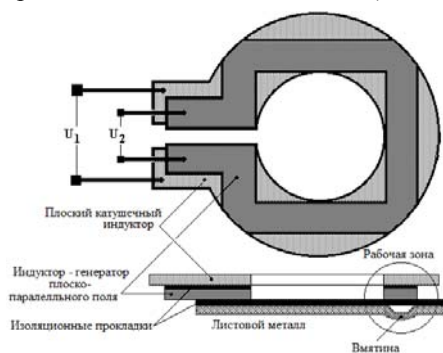
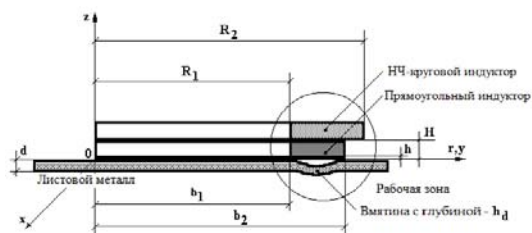
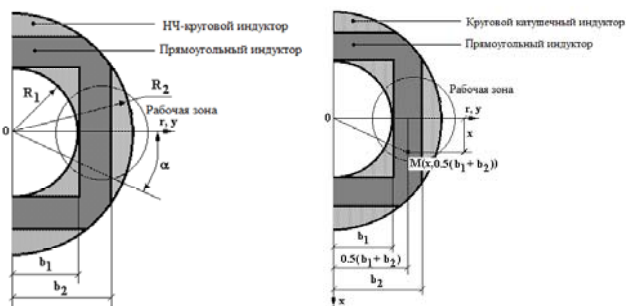


Рис. 1



а



б

в

Рис. 2

Найти:

- пространственно-временные распределения касательной составляющей напряжённости магнитного поля на поверхностях обрабатываемого металлического листа;

- условия, при выполнении которых возможно притяжение листа со стороны его внутренней поверхности (к индукторам);

- временной характер взаимодействия возбуждаемых полей;

- пространственные зоны максимального воздействия на обрабатываемый лист.

Вычисления.

Для более ясного понимания происходящих процессов выпишем из работы [5] напряжённости магнитных полей, возбуждаемых каждым из источников в отдельности. Но вначале некоторые замечания.

Зависимости, полученные в цитируемой публикации, показывают, что пространственные распределения низкочастотного поля над листом и под листом не зависят от его временного характера. Этого нельзя сказать о временной зависимости плоскопараллельного поля (напомним, что это поле существует только над заготовкой, под ней имеет место только круговое низкочастотное магнитное поле).

Кроме того, особенностью рассматриваемой комбинированной индукторной системы является неравномерность распределённых сил притяжения в рабочей зоне. Эта неравномерность обусловлена следующим фактором.

Касательная компонента напряжённости кругового низкочастотного магнитного поля направлена по радиусу в цилиндрической системе координат, связанной с соответствующим индуктором. А касательная компонента плоскопараллельного поля направлена вдоль поперечной пространственной координаты в прямоугольной системе координат, связанной со своим источником. Их суперпозиция при соответствующем выборе амплитуд, может дать нулевое поле над листовой заготовкой только в центре рабочей зоны, то есть там, где радиус r совпадает с поперечной координатой y . Отклонение от центра приводит к тому, что суммирование напряжённостей полей разной геометрии следует проводить с учётом некоторой разницы в их направлениях. Это означает появление зависимости от азимута в цилиндрической системе координат, что эквивалентно появлению зависимости от пространственной переменной x в прямоугольной системе координат.

Введение азимутального угла α , характеризующего появление таких зависимостей, иллюстрируется рис. 2.

Дальнейшие вычисления будут проведены для центральной части рабочей зоны, где $y = r$ ($x = 0$, см. рис. 1, 2), и для $y = 0,5 \cdot (b_1 + b_2)$, но $x = \text{var}$ (средняя линия прямоугольного витка).

Формула для напряжённости магнитного поля над листовым металлом с вышеозначенными поправками принимает следующий вид.

Для $y \in [b_1, b_2]$ и $x = 0$

$$H_s^{(over)}(t, y, z = 0) = H_r(t, r = y, z = 0) + H_y(t, y, z = 0) \quad (1)$$

Для расчёта распределения поля вдоль средней линии прямоугольного витка в рабочей зоне возьмём лежащую на ней произвольную точку $M(x, 0,5 \cdot (b_1 + b_2))$. В этой точке радиус для вычисления радиальной компоненты напряжённости будет равен

$$r = \sqrt{\left(\frac{b_1 + b_2}{2}\right)^2 + x^2}.$$

Кроме того, суммировать r - и y - составляющие напряжённостей магнитных полей в данной точке следует с учётом их направлений (фактически – это суммирование проекции H_r на направление H_y , но можно и наоборот!).

Итак, для $y = 0,5 \cdot (b_1 + b_2)$, $x \in [0, (0,5 \cdot b_2)]$ (дальнейшее увеличение координаты x не имеет смысла ввиду искажения поля прямоугольного витка вблизи внутренних углов) записываем, что

$$\begin{aligned} H_s^{(over)}(t, y = 0.5(b_1 + b_2), z = 0) \Big|_{x=\text{var}} &= \\ &= H_r(t, r = \sqrt{\left(\frac{b_1 + b_2}{2}\right)^2 + x^2}, z = 0) \times \\ &\times \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{2 \cdot x}{b_1 + b_2}\right)^2}} + H_y(t, y = 0.5(b_1 + b_2), z = 0). \end{aligned} \quad (2)$$

Выражения для $H_{r,y}$ в зависимостях (1) и (2) приведены в работе [5]. В настоящем изложении их развёрнутые выражения опущены ввиду громоздкости.

Результаты расчётов, выполненных с помощью (1) и (2), представлены на рис. 3, 4.

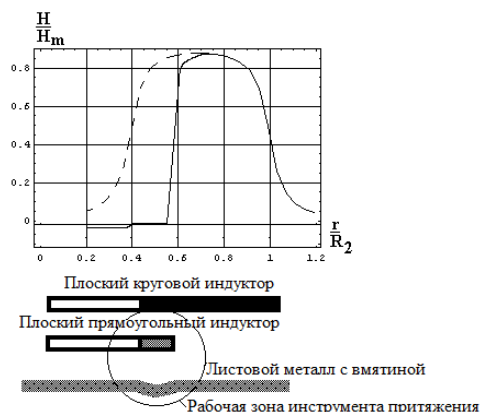


Рис. 3. Распределение относительной напряжённости магнитного поля на поверхности листовой заготовки в центре рабочей зоны (нормировка на максимум, $H_m = 0,5 j_{1m}$, $x = 0$ рис. 1, 2): пунктирная линия – касательная составляющая напряжённости кругового низкочастотного поля; сплошная линия – касательная составляющая напряжённости результата суперпозиции низкочастотного и плоскопараллельного полей

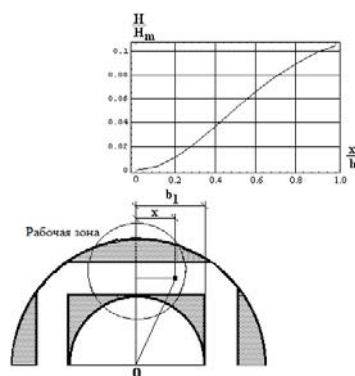


Рис. 4. Распределение амплитудных значений касательной компоненты напряжённости результирующего магнитного поля поверхности листовой заготовки вдоль центра прямоугольного витка (нормировка на максимум, $H_m = 0,5 j_{1m}$)

Как видно из результатов расчёта, возможные размеры рабочей зоны рассчитанной индукторной системы составляют $(b_2 - b_1) \times 2 \cdot (0,5 \cdot b_1) \approx 0,01 \text{ м} \times 0,025 \text{ м}$. В этой области на внешней поверхности листовой заготовки напряжённость магнитного поля будет составлять не более 5 % напряжённости кругового поля низкочастотного источника. Учитывая, что сквозь листовую заготовку плоскопараллельное поле практически не проникает, на её внешней стороне, как следует из выполненных оценок, напряжённость действующего поля будет составлять $\sim (0,3 \div 0,4) j_{1m}$.

Для полноты описания процессов в рассмотренной индукторной системе приведём ранее рассчитанную временную зависимость для силы притяжения, которая будет действовать на листовую заготовку при рабочих частотах $f_1 \approx 2,2 \text{ кГц}$, $f_2 \approx 7,0 \text{ кГц}$ (рис. 5).

При данных временных параметрах амплитуда сил притяжения будет превышать амплитуды сил отталкивания в ~ 6 раз.

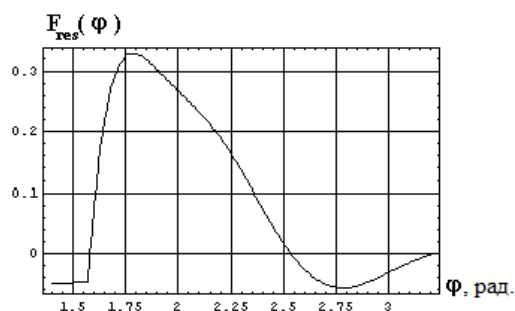


Рис. 5. Временная (фазовая) зависимость распределённой силы притяжения-отгалькивания (с нормировкой на максимум), действующей на листовую заготовку при $f_1 \approx 2,2$ кГц, $f_2 \approx 7,0$ кГц, $\delta_1 \approx 0,2$, $\delta_2 \approx 0,5$

При типичной для магнитно-импульсной обработки металлов линейной плотности токов $-j_m \approx 10^7$ А/м амплитуда напряжённости будет равна $-H_m \approx 0,35 \cdot 10^7$ А/м. Распределённая сила магнитно-импульсного притяжения в комбинированной индукторной системе может достигать величины ~ 7.7 МПа (~ 77 атм)

В заключение следует указать, что индукторы – источники поля могут выполняться многovitковыми. Это позволит существенно увеличить напряжённость возбуждаемого магнитного поля и, соответственно, амплитуду сил притяжения.

Выводы. Выполнены численные оценки напряжённостей возбуждаемых полей в комбинированной индукторной системе, основанной на суперпозиции кругового низкочастотного и плоско параллельного магнитного полей. Проведенные вычисления продемонстрировали дееспособность предлагаемого инструмента рихтовки вмятин в автомобильных кузовах, возможные значения сил притяжения составляют ~ 7.7 МПа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Proceedings of the 1st International Conference on High Speed Metal Forming. (ICHSF 2004). March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany.
2. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Бажинов А.В., Магнитно-импульсные методы и системы для притяжения тонкостенных листовых металлов // Труды междунауч.-техн. конф. «Магнитно-импульсная обработка металлов. Пути совершенствования и развития». Самара, 18-19 сентября 2007. – С. 3-13.
3. Yuriy V. Batygin, Sergey F. Golovashchenko, Andrey V. Gnatov. Pulsed electromagnetic attraction of sheet metals – fundamentals and perspective applications // Journal of Materials Processing Technology. – 2013. – vol.213. – no.3. – pp. 444-452.
4. US Patent no.4,986,102, Hendrickson et al. (The Boeing Company, 1991).
5. Волонцевич Д.О., Барбашова М.В., Радченко Е.С. Расчёт полей в комбинированных индукторных системах – инструментах рихтовки металлических покрытий автомобильных кузовов // Электротехника і електро механіка. – 2015. – №3 – С. 55-58.
6. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т., Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. Издание второе, переработанное и дополненное. Под общей ред. д.т.н., проф. Батыгина Ю. В. – Х.: МОСТ-Торнадо, 2003. – 284 с.

REFERENCES

1. Proceedings of the 1st International Conference on High Speed Metal Forming. (ICHSF 2004). March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany.

2. Batygin Yu.V., Lavinskiy V.I., Bazhinov A.V. Magnetic pulsed methods and systems for attraction of thin sheet metal. *Trudy mezhd. nauchn.-tekhn. konf. «Magnitno-impul'snaya obrabotka metallov. Puti sovershenstvovaniya i razvitiya»* [Proceedings of Int. Sci.-Tech. Conf. «Magnetic pulsed treatment of metals. Ways to improve and develop»]. Samara (Russia), 18-19 September, 2007, pp. 3-13. (Rus).
3. Yuriy V. Batygin, Sergey F. Golovashchenko, Andrey V. Gnatov. Pulsed electromagnetic attraction of sheet metals – fundamentals and perspective applications. *Journal of Materials Processing Technology*, 2013, vol.213, no.3, pp. 444-452. doi: 10.1016/j.jmatprotec.2012.10.003.
4. Hendrickson et al. (The Boeing Company). Patent US, no.4.986.102, 1991.
5. Voloncevich D.O., Barbashova M.V., Radchenko E.S. Calculation of fields in a combined inductor system as a tools of straightening of metal coating of car body. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.3, pp. 55-58. (Rus).
6. Batygin Yu.V., Lavinskiy V.I., Khimenko L.T. *Impul'snyye magnitnyye polya dlya progressivnykh tekhnologiy. Tom 1. Izdaniye vtoroye, pererabotannoye i dopolnennoye*. [Pulsed magnetic fields for advanced technologies. Vol.1. 2nd edition, revised and enlarged.] Kharkov, MOST-Tornado Publ., 2003. 284 p. (Rus).

Поступила (received) 28.04.2015

Волонцевич Дмитрий Олегович¹, д.т.н., проф.,
Барбашова Марина Викторовна², ассистент,
Сабокарь Олег Сергеевич², студент,

¹Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, e-mail: vdo@kpi.kharkov.ua
²Харьковский национальный автомобильно-дорожный
университет,
61002, Харьков, ул. Петровского, 25,
e-mail: barbashova1987@gmail.com

D.O. Voloncevich¹, M.V. Barbashova², O. S. Sabokar²

¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

²Kharkov National Automobile and Highway University,
25, Petrovskogo Str., Kharkov, 61002, Ukraine.

Analysis of electromagnetic process in combined inductor systems, as tools for straightening of modern car.

The field in combined inductor systems exists only over workpiece, it occurs at only a low-frequency circular magnetic field. In this paper electromagnetic processes in tools of the magnetic pulse attraction (the combined inductor systems) are analyzed. Investigation based on numerical estimations, using previously obtained analytical relations for the excited fields and forces. Calculations are necessary for the successful implementation of straightening metal coatings bodies car. A distribution of relative intensity of magnetic fields to surfaces of sheet workpiece in the centre of a working zone is obtained. The distribution of amplitude tangential component intensity of resulting magnetic field of the surface of sheet metal along the centre of a rectangular coil is received. Feature of the combined induction system is non-uniformly distributed forces of attraction in the work area. The results showed that the calculated working area on the outer surface of sheet workpiece magnetic field strength will be less than 5% of the field strength of a circular low-frequency source. Calculations have shown the effectiveness of the proposed instrument magnetic pulse straightening metal coating bodies car. The actual amplitude of distributed attraction forces are ~ 7.7 MPa. References 6, figures 5.

Key words: combined inductor system, external straightening, low-frequency magnetic field.

ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ СТЕНАМИ ЖИЛЫХ ДОМОВ

Проведено експериментальні дослідження ефективності екранування магнітного поля частотою 50 Гц будівельними матеріалами, залізобетонними стінами і панельними житловими будинками. Встановлено, що магнітне поле частотою 50 Гц практично без ослаблення проникає через стіни будинків в тому числі і залізобетонні. Бібл. 10, табл. 3, рис. 3.

Ключові слова: промислова частота, магнітне поле, екранування, стіни будинків, експериментальні дослідження.

Проведены экспериментальные исследования эффективности экранирования магнитного поля частотой 50 Гц строительными материалами, железобетонными стенами и панельными жилыми домами. Установлено, что магнитное поле частотой 50 Гц практически без ослабления проникает через стены домов, в том числе и железобетонные. Библ. 10, табл. 3, рис. 3.

Ключевые слова: промышленная частота, магнитное поле, экранирование, стены домов, экспериментальные исследования.

Введение. В мире все большее внимание уделяется защите населения от воздействия электромагнитного поля частотой 50(60) Гц [1-3]. Действуют санитарно-гигиенические нормативы по допустимому уровню электромагнитного поля [4-6]. В развитых странах уровень магнитного поля (МП) частотой 50(60) Гц учитывается при оценке стоимости земельных участков вблизи линий электропередачи (ЛЭП).

В Украине для жилых помещений установлен предельный уровень индукции МП частотой 50 Гц в 0,5 мкТл [4].

Проведенные в [7] исследования показали, что для действующих в Украине воздушных ЛЭП возможно превышение уровня МП в 0,5 мкТл за пределами их охранных зон. В связи с этим возникает опасность превышения допустимого уровня магнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи ЛЭП. При этом существенное значение имеет способность экранирования МП 50 Гц конструктивными элементами домов [8, 9]. Однако этот вопрос исследован недостаточно.

Целью работы является исследование эффективности экранирования магнитного поля частотой 50 Гц стенами жилых домов.

Изложение материала исследования, полученных научных результатов. В качестве основной характеристики эффективности экранирования МП используем коэффициент экранирования S , определяющий отношение между исходным МП в области экранирования (МП без экрана) и результирующим МП в области экранирования (МП с экраном) [10].

$$S = \frac{B_d}{B_{ds}}, \quad (1)$$

где B_d , B_{ds} – модули вектора индукции МП в области экранирования без экрана, с экраном соответственно.

Исследование экранирующих свойств домов проведем на основе экспериментальных исследований, как строительных материалов, так и строительных конструкций.

Экспериментальные исследования экранирующих свойств строительных материалов. Исследования проводились в лабораторных условиях. Для этого использовался источник МП 50 Гц, представляющий собой катушку с током, питаемый от

автотрансформатора ЛАТР-1М. Измерения проводились векторным магнитометром Magnetoscop 1.069 измеряющим действующее значение индукции МП в диапазоне 0-600 мкТл с погрешностью не более 2,5 %. В ходе эксперимента положение катушки 1 (рис. 1) и датчика 3, а также магнитное поле B создаваемое катушкой 1 не изменялись.

Эффективность экранирования определялась по результатам измерения исходного МП B_d в области экранирования, (без экрана), и МП B_{ds} в этой же области, но с экраном. Таким образом, эксперимент заключался в проведении двух измерений МП (рис. 1) – без исследуемого материала и с исследуемым материалом 2, помещенным между датчиком 3 и катушкой 1. Коэффициент экранирования определялся по (1).

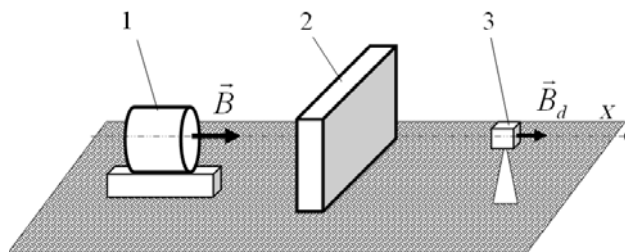


Рис. 1. Схема исследования строительных материалов: 1 – источник магнитного поля, 2 – исследуемый материал, 3 – датчик магнитометра

В табл. 1 приведены результаты экспериментальных исследований основных строительных материалов, применяемых в жилых домах.

Таблица 1

Результаты исследований экранирующих свойств строительных материалов

Исследуемый материал	Коэффициент экранирования S
Белый силикатный кирпич	≈ 1
Красный кирпич	≈ 1
Бетон	$\approx (1 \div 1.02)$
Железобетон	$\approx (1 \div 1.02)$

Результаты исследований (табл. 1) показывают, что исследуемые основные строительные материалы (кирпич белый силикатный, кирпич красный, бетон и армированный бетон) практически не экранируют магнитное поле 50 Гц.

© Д.Е. Пелевин

Экспериментальные исследования экранирующих свойств железобетонных стен. Исследования проводились в типовых жилых домах г. Харькова разной этажности с панельными железобетонными стенами. В эксперименте использовался локальный источник магнитного поля 50 Гц представляющий собой катушку с током 1 (рис. 2) питаемый от автотрансформатора ЛАТР-1М. Измерения проводились трехкомпонентным магнитометром EMF-828 измеряющим действующее значение индукции магнитного поля в диапазоне 0-2000 мкТл с погрешностью не более 5%.

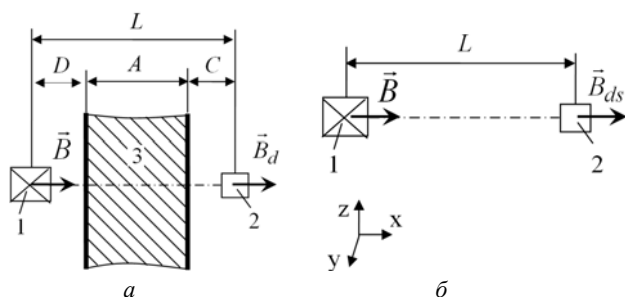


Рис. 2. Схема исследования стен домов:

1 – источник магнитного поля, 2 – датчик магнитометра, 3 – железобетонная стена

Эксперимент заключался в проведении двух измерений магнитного поля – при наличии стены и без нее. При первом измерении (рис. 2,а) источник 1 магнитного поля 50 Гц располагался на внешней стороне стены дома 3. Датчик магнитометра 2 располагался внутри помещения в месте, где магнитное поле 50 Гц внутренних источников равно нулю. Измерялось расстояние между катушкой и стеной D , датчиком и стеной C и толщина стены A и рассчитывалось расстояние L между катушкой 1 и датчиком 2. Измерялся ток в катушке 1 и проводились измерения действующего значения трех компонент B_{dsx} , B_{dsy} , B_{dsz} вектора индукции магнитного поля. Второе измерение проводилось без стены по схеме, приведенной на рис. 2,б, где проводились измерения действующего значения трех компонент B_{dx} , B_{dy} , B_{dz} вектора индукции магнитного поля. Коэффициент экранирования определялся по (1). В табл. 2 приведены результаты экспериментальных исследований железобетонных стен типовых панельных жилых домов.

Таблица 2

Результаты исследований экранирующих свойств железобетонных стен

Объект исследования	Коэффициент экранирования S
Стена 9-и этажного дома	≈ 1.03
Стена 12- этажного дома	≈ 1.04
Стена 16-и этажного дома	≈ 1.03
Стена 5-и этажного дома	≈ 1.02

Результаты исследований (табл. 2) показывают, что стены домов практически не экранируют магнитное поле 50 Гц от локального источника.

Экспериментальные исследования экранирующих свойств панельных домов из сборного железобетона. Исследования проводились в типовых жилых панельных домах г. Харькова разной этажности расположенных на расстояниях $L = 15-30$ м от

высоковольтных ЛЭП. Для определения эффективности экранирования проводили два измерения магнитного поля – внутри помещения дома и снаружи на расстоянии более 30 м от дома. Исследования проводили по схеме, приведенной на рис. 3. Для измерения использовался магнитометр EMF-828.

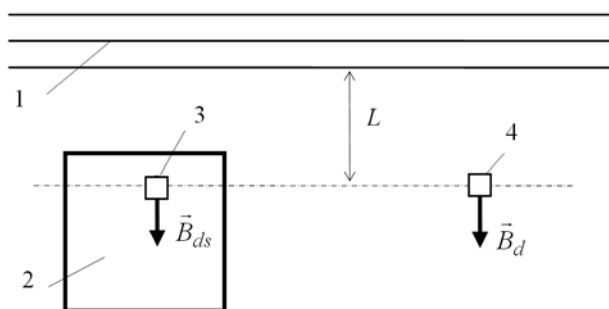


Рис. 3. Схема исследования панельных домов: 1 – ЛЭП, 2 – дом, 3,4 – датчики магнитометра

При первом измерении (рис. 3) датчик магнитометра 3 располагался в помещении дома 2. Определялось расстояние L от датчика до ЛЭП и проводились измерения индукции магнитного поля B_{dsx} , B_{dsy} , B_{dsz} . При втором измерении датчик магнитометра 4 располагался вне дома на расстоянии L от ЛЭП, где проводились измерения индукции магнитного поля B_{dx} , B_{dy} , B_{dz} . Коэффициент экранирования определялся по (1).

В табл. 3 приведены результаты экспериментальных исследований экранирующих свойств панельных домов, расположенных возле ЛЭП, которые показали, что панельные дома практически не экранируют магнитное поле 50 Гц.

Таблица 3

Результаты исследований экранирующих свойств панельных домов из сборного железобетона

Адрес дома	Индукция магнитного поля, снаружи (внутри) дома мкТл				S
	B_x	B_y	B_z	B	
ул. Чугуевская 27	0,27 (0,22)	0,01 (0,26)	0,45 (0,37)	0,525 (0,503)	\approx 1.04
1-й Орский пер. 21	0,07 (0,09)	0,02 (0,05)	0,16 (0,13)	0,176 (0,166)	\approx 1.06
ул. Франтишека Краля 65а	0,28 (0,45)	0,05 (0,05)	0,5 (0,35)	0,61 (0,57)	\approx 1.07

Вывод.

Магнитное поле частотой 50 Гц практически без ослабления проникает через стены домов, в том числе и железобетонные, что должно учитываться при санитарно-гигиенической оценке уровня магнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи воздушных и кабельных линий электропередачи.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Biologically-based Exposure Standards for Low-Intensity Electromagnetic Radiation «BioInitiative 2012». Section 1. – Summary for the Public. – USA: Sage Associates, 2007. – 29 p. Режим доступа: www.bioinitiative.org/report/wp-content/uploads/pdfs/sec01_2007_summary_for_public.pdf.
2. Nadine Wu. Regulating power line EMF exposure: International precedents // The Environmental Law Centre Society. – 2005. – 23 p. Режим доступа: www.elc.uvic.ca/wordpress/wp-content/uploads/2015/01/Regulating-Power-Line-EMF-Exposure.pdf.

3. Extremely Low Frequency Fields. Environmental Health Criteria Series 238 – Geneva: WHO Press. – 2007. – 543 p. Режим доступа: www.who.int/peh-emf/publications/elf_etc.
4. Правила улаштування електроустановок. – 5-те вид., переробл. й доповн. (станом на 22.08.2014). – Х.: Форт, 2014. – 800 с.
5. Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання: СОУ-Н ЕЕ 20.179:2008. – Офіц. вид. – К.: Державне підприємство «Український науково-дослідний, проектно-вишукувальний та конструкторсько-технологічний інститут «Укрсіленергопроект» М-во палива та енергетики України, 2008. – 34 с. – (Нормативний документ Мінпаливенерго України. Інструкція).
6. Standard of Building Biology Testing Methods: SBM-2008 – [Acting from July 2008]. – Germany: Institut für Baubiologie + Ökologie IBN, 2008. – 5 p. (www.createhealthyhomes.com/SBM-2008.pdf).
7. Пелевин Д.Е. Методы снижения магнитного поля воздушных линий электропередачи за пределами охранных зон // Технічна електродинаміка. – 2014. – №5. – С. 14-16.
8. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical Solutions To Reduce 50 Hz Magnetic Fields from Power Lines // 2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings, 23-26 June, 2003, Bologna (Italy). – 2003. – vol.2. – 6 p.
9. Свиридова Е. Ю., Графкина М. В. Исследование эффективности электромагнитного экранирования кровельных строительных материалов // Вестник МГСУ. – 2011. – №1. – т.1. – с. 413-417.
10. Шапиро Д.Н. Электромагнитное экранирование. – Долгопрудный: Издательский Дом «Интеллект», 2010. – 120 с.

REFERENCES

1. *Biologically-based Exposure Standards for Low-Intensity Electromagnetic Radiation «BioInitiative 2012»*. Section 1. Summary for the Public. USA, Sage Associates, 2007. 29 p. Available at: www.bioinitiative.org/report/wp-content/uploads/pdfs/sec01_2007_summary_for_public.pdf (accessed 22 August 2007).
2. Nadine Wu. *Regulating Power Line EMF Exposure: International Precedents*. The Environmental Law Centre Society, 2005. 23 p. Available at: www.elc.uvic.ca/wordpress/wp-content/uploads/2015/01/Regulating-Power-Line-EMF-Exposure.pdf (accessed 22 April 2005).
3. *Extremely Low Frequency Fields. Environmental Health Criteria. Series 238*. Geneva, WHO Press Publ., 2007. 543 p. Available at: www.who.int/peh-emf/publications/elf_etc (accessed 15 December 2007).
4. *Pravyla ulashtuvannya elektroustanovok 5-te vyd., pererobl. j dopovn. (stanom na 22.08.2014)* [Electrical installation regulations. 5th edition, revised and enlarged (actual date 08.22.2014)]. Kharkiv, Fort Publ., 2014. 800 p. (Ukr).
5. *SOU-N EE20.179:2008. Rozrahunok elektrychnogo i magnitnogo poliv liniy elektropredavannya. Normatyvnyi dokument Minpalyvenerho Ukrainy. Instruktssiia* [SOU-N EE20.179:2008. Calculation of the electric and magnetic fields power lines. Regulatory Document of Fuel and Energy Ministry of Ukraine. Instruction]. Kyiv, Ukrsilenergoprojekt Publ., 2008. 34 p. (Ukr).

6. *Standard of Building Biology Testing Methods: SBM-2008* [Acting from July 2008]. Germany: Institut für Baubiologie + Ökologie IBN, 2008, 5 p. Available at: www.createhealthyhomes.com/SBM-2008.pdf.
7. Pelevin D.Ye. The methods of reducing of the magnetic fields of overhead power lines outside security zones. *Tekhnichna elektrodynamika – Technical Electrodynamics*, 2014, no.5, pp. 14-16. (Rus).
8. Conti R., Giorgi A., Rendina R., Sartore L., Sena E.A. Technical Solutions To Reduce 50 Hz Magnetic Fields from Power Lines. *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, 2003, vol. 2, 6 p. doi: 10.1109/ptc.2003.1304685.
9. Grafkina M.V., Sviridova E.Y. The research of efficiency of electromagnetic shielding of the roofing building materials. *Vestnik MGSU – Proceedings of Moscow State University of Civil Engineering*, 2011, no.1, vol.1, pp. 413-417. (Rus).
10. Shapiro D.N. *Elektromagnitnoe ekranirovanie* [Electromagnetic shielding]. Dolgoprudny, «Intellect» Publ. House, 2010. 120 p. (Rus).

Поступила (received) 27.04.2015

*Пелевин Дмитрий Евгеньевич, к.т.н.,
Государственное учреждение «Институт технических проблем магнетизма Национальной Академии Наук Украины»,
61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19,
тел/phone +38 0572 992162, e-mail: pelevindmitro@ukr.net*

D.Ye. Pelevin

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

Screening magnetic fields of the power frequency by the walls of houses.

Purpose. To investigate the effectiveness of the screening of the magnetic field at 50 Hz by the walls of house. **Methodology.** To study the effectiveness of the screening we used the measurements of the magnetic field 1) in the area of the shielding screen 2) in the same area without the shielding screen 3) the calculation of the shielding effectiveness by measuring. **Results.** We have carried out experimental investigations of the effectiveness of screening of the magnetic field at 50 Hz by the building materials, concrete walls and paneled houses. **Originality.** First it is experimentally established that the magnetic field with frequency of 50 Hz penetrates through walls of buildings including reinforced concrete buildings practically without any decrease. **Practical value.** The results obtained should be considered when assessing the hygienic level of the magnetic field in a residential area, located near air and cable lines. References 10, tables 3, figures 3.

Key words: power frequency, magnetic field, screening, walls of houses, experimental investigations.

ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ТРЕХФАЗНЫХ КАБЕЛЬНЫХ ЛИНИЙ ИЗ ОДНОЖИЛЬНЫХ КАБЕЛЕЙ ПРИ ДВУСТОРОННЕМ ЗАЗЕМЛЕНИИ ИХ ЭКРАНОВ

Досліджено процес ослаблення магнітного поля (МП) високовольтної кабельної лінії (КЛ) з одножильних кабелів при двосторонньому заземленні їх екранів. Розроблено методику чисельного моделювання та розрахунку МП КЛ на основі методу скінченних елементів з застосуванням віссиметричної розрахункової моделі КЛ, що дозволило описати умову замикання екранів кабелів на кінцях КЛ і вирішити задачу в двовимірній постановці. Отримано точні і експериментально обґрунтовані значення коефіцієнтів ослаблення МП КЛ при двосторонньому заземленні екранів в залежності від технічних характеристик кабелів. Бібл. 11, рис. 5, табл. 2.

Ключові слова: магнітне поле, трифазні кабельні лінії, двостороннє заземлення екранів.

Исследован процесс ослабления магнитного поля (МП) высоковольтной кабельной линии (КЛ) из одножильных кабелей при двустороннем заземлении их экранов. Разработана методика численного моделирования и расчета МП КЛ на основе метода конечных элементов с применением осесимметричной расчетной модели КЛ, что позволило описать условие замыкания экранов кабелей на концах КЛ и решить задачу в двумерной постановке. Получены точные и экспериментально обоснованные значения коэффициентов ослабления МП КЛ при двустороннем заземлении экранов в зависимости от технических характеристик кабелей и геометрии их укладки. Библ. 11, рис. 5, табл. 2.

Ключевые слова: магнитное поле, трехфазные кабельные линии, двустороннее заземление экранов.

Введение. При прокладке высоковольтных кабельных линий (КЛ) в черте городов возникает проблема обеспечения действующих в энергетической отрасли Украины [1] санитарных норм по предельно допустимым уровням индукции магнитного поля (МП) частотой 50 Гц, которые составляют 0,5 мкТл для жилых помещений и 10 мкТл для территории жилой застройки. Обеспечение указанных норм по трассам современных КЛ напряжением 6-500 кВ, выполняемых на основе одножильных кабелей с изоляцией из сшитого полиэтилена, требует их качественного проектирования с использованием верифицированных методик расчета МП. Однако такие методики требуют совершенствования, и особенно для КЛ с рекомендо-

ванным в [1 – 3] двусторонним заземлением экранов их кабелей (рис. 1), когда протекающие в экранах индуцированные токи [3 – 5] ослабляют МП КЛ [6]. Интенсивность этого ослабления впервые была определена в [6] с помощью корректирующего коэффициента ослабления МП m :

$$m = \frac{B_{КЛ}}{B_{Ж}}, \quad (1)$$

где $B_{Ж}$ – магнитная индукция КЛ при разомкнутых экранных контурах (одностороннем заземлении); $B_{КЛ}$ – магнитная индукция КЛ при двустороннем заземлении.

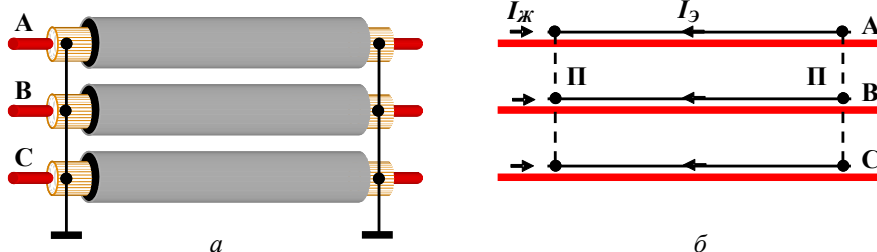


Рис. 1. КЛ с двусторонним заземлением экранов кабелей (а) и ее модель (б)

Однако практика применения методики [6] показала, что приведенные в ней значения коэффициентов m требуют уточнения.

Целью настоящей работы является определение точных и экспериментально обоснованных значений корректирующих коэффициентов ослабления МП КЛ из одножильных кабелей при двустороннем заземлении их экранов.

Анализ физики процесса ослабления МП КЛ при двустороннем заземлении экранов кабелей. Процесс индуцирования токов в экранах однофазных кабелей трехфазных КЛ при их двустороннем заземлении исследован в [2 – 5]. Наиболее корректно он рассмотрен в [4], где показано, что величина токов в экранах не зависит от параметров контура заземления

и однозначно определяется электромагнитными процессами в КЛ, возникающими при замыкании экранов различных фаз в начале и в конце КЛ при организации заземления. Тогда модель КЛ как источника МП приобретает вид, представленный на рис. 1,б. При замкнутых перемычках П образуется трехфазный короткозамкнутый контур, магнитосвязанный с токами в жилах $I_{Ж}$. При этом МП КЛ является суперпозицией МП от токов в жилах $B_{Ж}$ и в экранах кабелей $B_{Э}$:

$$\dot{B}_{КЛ} = \sum \dot{B}_{Ж} + \sum \dot{B}_{Э}. \quad (2)$$

При условии исключения взаимного влияния фаз, соотношение (1) приближенно может быть представлено в виде:

$$m = \frac{|\dot{B}_{Ж} + \dot{B}_{Э}|}{|\dot{B}_{Ж}|}. \quad (3)$$

С целью упрощения анализа, который для уточнения физики процесса ослабления МП может иметь сугубо качественный характер, допустим, что жила и экран для каждой из фаз КЛ представляют собой нити соответствующих токов, совмещенных в пространстве. Тогда, учитывая линейную зависимость индукции МП КЛ от тока [7], соотношение (3) в выражениях комплексных амплитуд токов в жиле $\dot{I}_{Ж}$ и в экране $\dot{I}_{Э}$, как для отдельной фазы, так и для трехфазной КЛ, может быть определено как:

$$m \approx \frac{|\dot{I}_{Ж} + \dot{I}_{Э}|}{|\dot{I}_{Ж}|}. \quad (4)$$

Неизвестное значение $\dot{I}_{Э}$ получим, используя результаты анализа, проведенного в [4] для реальных КЛ, переходя при этом от действующих значений токов к их комплексным амплитудам:

$$\dot{I}_{Э} \approx \frac{-j\omega L_{Э} \cdot \dot{I}_{Ж}}{R_{Э} + j\omega L_{Э}} = -\dot{I}_{Ж} \frac{\omega L_{Э}}{\sqrt{(R_{Э})^2 + (\omega L_{Э})^2}} e^{j\varphi};$$

$$\varphi = \arctg \frac{R_{Э}}{\omega L_{Э}}; \quad \varphi \in \left(0, \frac{\pi}{2}\right), \quad (5)$$

где ω – угловая частота; $L_{Э}$ – удельная индуктивность экрана [Гн/км]; $R_{Э}$ – удельное активное сопротивление экрана [Ом/км]; $(\varphi + \pi)$ – угол сдвига фаз между током в жиле и током в экране.

Преобразуя (4) с учетом (5) получим:

$$m \approx \left| 1 - \frac{\omega L_{Э}}{\sqrt{(R_{Э})^2 + (\omega L_{Э})^2}} e^{j\varphi} \right|. \quad (6)$$

Значение $L_{Э}$ с учетом [2, 4, 8] независимо от пространственной конфигурации кабелей КЛ приближенно может быть определено как:

$$L_{Э} \approx \frac{\mu_0}{2\pi} \left(\ln \frac{2d}{D_{Э}} \right), \quad (7)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; d – расстояние между осями однофазных кабелей; $D_{Э}$ – диаметр экрана.

Анализ выражения (6) с учетом (7) показывает, что значение коэффициента m определяется величинами $R_{Э}$, $L_{Э}$ и их соотношением, определяющим величину угла сдвига фаз между током жилы и экрана.

Выполненный выше анализ физических процессов в КЛ, определяющих интенсивность ослабления МП КЛ, носит приближенный характер и поэтому не может быть использован для расчета МП. Более того, точный расчет МП КЛ, создаваемого токами в экранах кабелей при их двустороннем заземлении на основе аналитического подхода затруднителен, и особенно для несимметричного расположения кабелей. Поэтому для последующего моделирования и расчета будем использовать численные методы, позволяющие выполнить точный расчет МП для любой конфигурации однофазных кабелей КЛ.

Анализ выражений (6), (7) показывает, что наибольшее влияние на величину коэффициента m оказывают величины $R_{Э}$, $L_{Э}$ и их соотношения, определяющие величину угла сдвига фаз между током жилы и экрана. Значение $R_{Э}$ определяется сечением экрана кабеля и проводимостью его материала, а величина $L_{Э}$ – диаметром экрана $D_{Э}$ и расстоянием d между осями кабелей. Поэтому при численном расчете коэффициента m должны учитываться указанные физические параметры конструкции КЛ и ее кабелей.

Методика численного моделирования и расчета МП КЛ. Моделирование выполнено на основе метода конечных элементов с использованием программного пакета *COMSOL Multiphysics* [9]. Модель рассматриваемой КЛ представлена на рис. 1,б. Рассчитывались значения $B_{Ж}$ (перемычка П разомкнута) и $B_{КЛ}$ (перемычка П замкнута). Значения коэффициента m определялись в соответствии с (1).

При расчете были приняты следующие допущения: КЛ выполнена в виде системы бесконечно длинных параллельных проводников с током и работает в установившемся режиме; токи в фазах имеют частоту 50 Гц, синусоидальны, равны по величине и сдвинуты друг относительно друга на $2\pi/3$ рад.; внешняя среда свободна от источников МП, ферромагнитных и проводящих материалов.

Моделирование МП КЛ выполнялось на основе закона полного тока в квазистационарном приближении [4]:

$$j\omega\sigma \dot{A} + \text{rot} \left(\mu_0^{-1} \mu^{-1} \text{rot} \dot{A} \right) = \dot{J}, \quad \dot{B} = \text{rot} \dot{A}, \quad (8)$$

где \dot{A} – векторный потенциал магнитного поля; \dot{J} – плотность тока; σ , μ – соответственно проводимость и относительная магнитная проницаемость.

Фактические значения указанных физических величин при моделировании соответствуют той области, для которой выполняется решение. При моделировании уравнение (8) дополняется условиями, накладываемыми на векторный потенциал на границах раздела сред с различными электрофизическими свойствами [10].

Магнитное поле КЛ является плоскопараллельным [7]. Однако при стандартном подходе к решению этой задачи невозможно описать условие замыкания экранов кабелей на концах КЛ в двумерной постановке, при которой существенно упрощается расчет. Поэтому был предложен метод решения задачи в осесимметричной постановке (рис. 2,а). Возникающая при этом задача снижения погрешности расчета решается путем увеличения радиуса кривизны системы R до значений, на 2-3 порядка превышающих расстояния d между осями кабелей КЛ.

Для ограничения расчетной области использованы нулевые граничные условия $\dot{A}_{\varphi} = 0$, где \dot{A}_{φ} – единственная ненулевая компонента векторного потенциала магнитного поля. При этом полагалось, что $a - R \gg d$, где a – характерный размер расчетной области. На оси симметрии полагалось, что:

$$\left. \frac{\partial \dot{A}_{\varphi}}{\partial \rho} \right|_{\rho=0} = 0, \quad (9)$$

где ρ – радиальная координата.

Решение задачи выполнялось с использованием интерфейса «Magnetic Fields», который входит в «AC/DC Module». В этом интерфейсе для опции «Space Dimension» задавался вариант «2D axisymmetric». В области экранов была использована сетка типа «Mapped»,

в остальных областях – типа «Free Triangular» (рис. 2,б). Величины токов, протекающих через жилы кабелей, задавались при помощи функционала используемого пакета «Single-Turn Coil», в котором для опции «Coil excitation» выбирался вариант «Current».

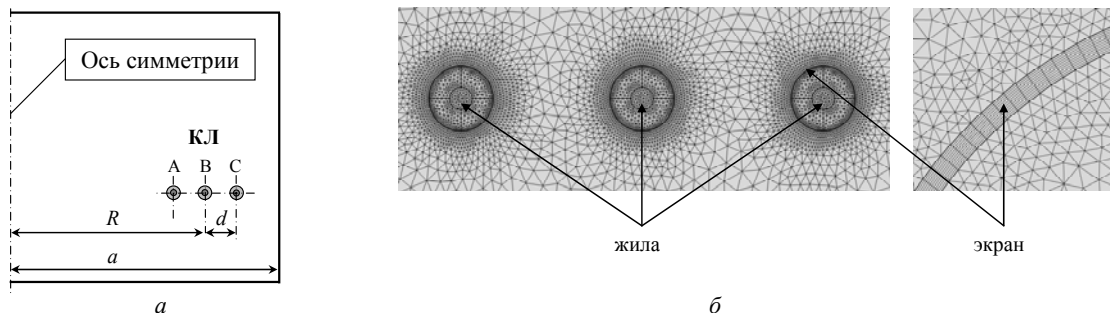


Рис. 2. Расчетная модель КЛ в осесимметричной постановке (а) и сетка конечных элементов (б)

Правильность численного решения проверялась путем сравнения с решениями, получаемыми при увеличении размера расчетной области и использовании более густой сетки. Верификация методики расчета выполнялась путем сравнения расчетных и экспериментальных значений индукции МП.

Экспериментальное обоснование методики численного расчета МП. Исследования МП проводились на экспериментальной установке, содержащей лабораторную модель трехфазной КЛ (рис. 3).

Параметры экспериментальной установки: тип кабелей КЛ: АПвЭгаПу-110 1×240/70 (сечение жилы 240 мм², сечение медного экрана 70 мм², диаметр экрана 55 мм); длина кабелей 10 м; действующее значение тока в жилах 95А; удельное сопротивление экранов кабелей 0,268 Ом/км при температуре 20°С; удельное сопротивление экранов кабелей лабораторной модели с учетом сопротивления закорачивающих перемычек П 0,29 Ом/км.

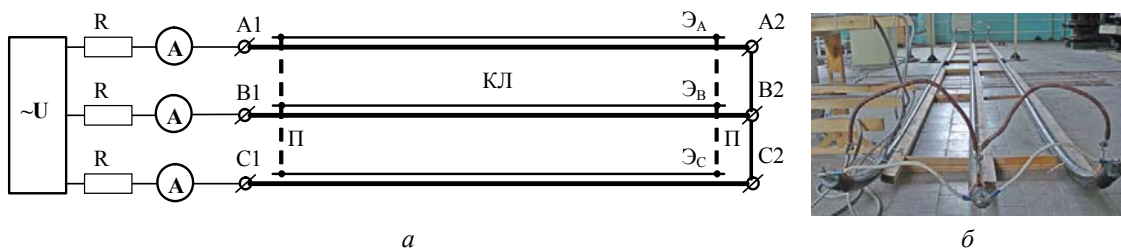


Рис. 3. Электрическая схема экспериментальной установки (а) и лабораторная модель (б) КЛ (~U – 3-фазный источник питания – индукционный регулятор напряжения; R – нагрузочные сопротивления; А – амперметры; А1-А2, В1-В2, С1-С2 – токопроводящие жилы кабелей КЛ; ЭА, ЭВ, ЭС – экраны кабелей)

С одной стороны к токопроводящим жилам КЛ (рис. 3) приложена симметричная система напряжений, с другой стороны жилы замкнуты перемычками. Проволоки экранов кабелей с обеих сторон собраны в пучки и на них напрессованы кабельные наконечники для подключения съемных перемычек П из медного провода сечением 70 мм².

Индукция МП КЛ измерялась при двух конфигурациях пространственного расположения кабелей КЛ: в горизонтальной плоскости (рис. 4,а) и в вершинах равностороннего треугольника (рис. 4,б). Измерения проводились для двух схем соединения экранов кабелей КЛ: экраны КЛ разомкнуты (перемычки П на рис. 3 отсутствуют); экраны КЛ замкнуты (перемычки П установлены).

Расстояния между осями кабелей устанавливались $d = 0,07$ м (укладка вплотную), $d = 0,2$ м и $d = 0,5$ м. Измерялись две пространственные компоненты магнитной индукции B_x, B_y по оси КЛ (рис. 4) в ее средней части при различных высотах y точки измерения (от 0,4 м до 2 м с шагом 0,2 м). Далее определялись действующие значения индукции МП. Коэффициент ослабления МП m по результатам измерений определялся в соответствии с (1). Измерения индукции МП

выполнялись трехкомпонентным векторным магнитометром типа EMF-828 (инструментальная погрешность $\leq 5\%$).

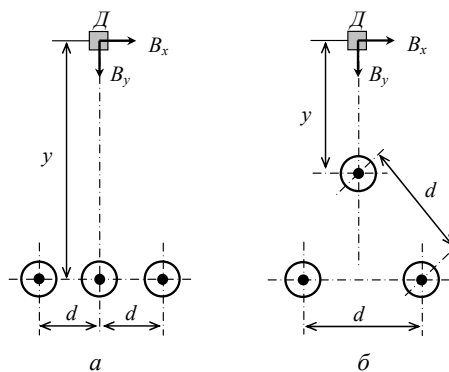


Рис. 4. Обозначение геометрических размеров КЛ при экспериментальных исследованиях и схема расположения датчика Д магнитометра

На основе предложенной выше методики проведен расчет индукции МП КЛ с замкнутыми с двух сторон экранами. Результаты расчета и эксперимента при замкнутых экранах представлены на рис. 5.

Совпадение экспериментальных и расчетных значений с разницей не более 5% подтверждает правильность разработанной численной методики расчета, и позволяет рекомендовать ее для расчета МП реальных КЛ.

В табл. 1 приведены значения коэффициентов ослабления m МП лабораторной модели КЛ, полученные расчетным и экспериментальным путем для двух

конфигураций КЛ. Разброс результатов расчета и эксперимента также не превышает 5%.

Таким образом, предложенная методика расчета позволяет с ограниченной погрешностью, не превышающей 5%, выполнить расчет МП КЛ с заземленными с обоих концов экранами кабелей и коэффициента ослабления m .

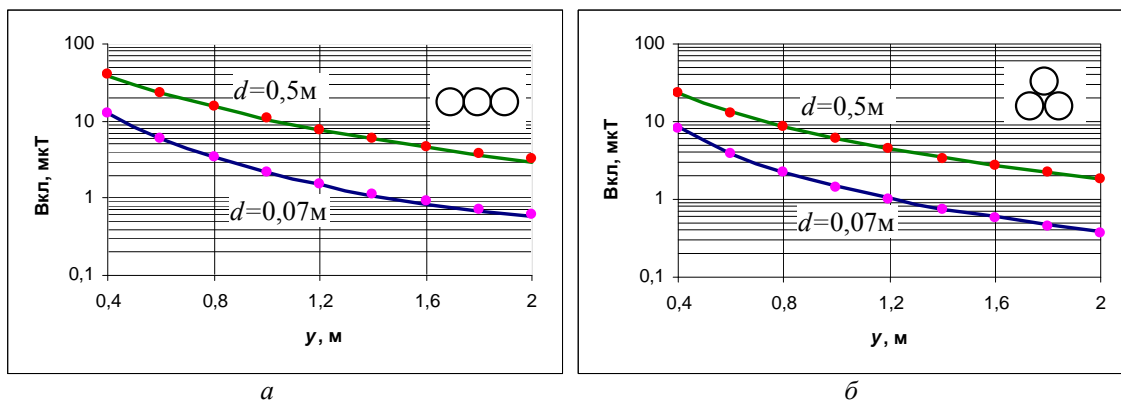


Рис. 5. Результаты расчета индукции МП и его экспериментальной проверки для лабораторной модели КЛ с замкнутыми экранами при расположении кабелей в горизонтальной плоскости (а) и в вершинах треугольника (б) (сплошные линии – расчет, точки – эксперимент) при различной высоте y точки измерения

Таблица 1

Значения коэффициентов ослабления МП, полученные на лабораторной модели КЛ

Конфигурация расположения кабелей	Расстояние между осями жил d , м	Коэффициент ослабления m	Высота точки измерения y , м								
			0,4	0,6	0,8	1,0	1,2	1,4	1,6	1,8	2,0
	0,07	расчет	0,92	0,93	0,94	0,96	0,96	0,96	0,96	0,96	0,96
		эксперимент	0,92	0,92	0,95	0,94	0,94	0,95	0,94	0,95	0,94
	0,5	расчет	0,79	0,78	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77	0,77
		эксперимент	0,79	0,76	0,77	0,79	0,77	0,77	0,76	0,79	0,78
	0,07	расчет	0,97	0,96	0,97	0,96	0,96	0,96	0,96	0,96	0,95
		эксперимент	0,96	0,95	0,96	0,95	0,96	0,95	0,96	0,97	0,98
	0,5	расчет	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84	0,84
		эксперимент	0,8	0,8	0,8	0,81	0,81	0,82	0,81	0,84	0,83

Расчет коэффициентов ослабления МП реальных КЛ и его экспериментальная проверка. В табл. 2 приведены рассчитанные по предложенной методике в программном пакете *COMSOL Multiphysics* коэффициенты ослабления магнитного поля m реальных кабельных линий с заземленными с обоих концов экранами.

При расчете в качестве исходных данных использовались технические параметры кабелей производства завода «Южкабель» [11]: сечение и диаметр экрана, его активное сопротивление в зависимости от температуры. При расчете также учитывалась схема расположения кабелей КЛ и расстояние между ними. Удельное сопротивление экранов различного сечения при 20°C принято усредненным, по данным, приведенным в [11].

Как следует из табл. 2, значение коэффициента m изменяется от 0,99 при минимальном сечении экрана $S = 25 \text{ мм}^2$ и минимальном значении $d = 0,1 \text{ м}$ до 0,32 при сечении экрана $S = 200 \text{ мм}^2$ и $d = 0,5 \text{ м}$, что в предельном случае позволяет в соответствии с (1) уменьшить индукцию МП КЛ по сравнению с исходным уровнем в три раза. Поэтому двустороннее

заземление экранов кабелей может рассматриваться как один из методов снижения МП КЛ. При этом наиболее эффективное снижение МП (более чем в 2 раза) может быть достигнуто за счет увеличения сечения экранов кабелей, что в отдельных случаях может стать альтернативой установки на КЛ внешних электромагнитных экранов. Платой за это является увеличение потерь энергии в КЛ [2, 4, 8].

Анализ результатов исследований позволяет предложить различные способы прокладки КЛ на территории жилой застройки, отличающиеся способами соединения экранов кабелей по длине КЛ [1, 2] и величиной их МП: заземления экранов кабелей с двух сторон вблизи жилых домов; одностороннего заземления экранов на остальной территории. При этом могут быть обеспечены как санитарные нормы по МП, так и ограничены потери электрической энергии в КЛ.

Экспериментальная проверка результатов расчета коэффициентов m (табл. 2) была выполнена на действующих КЛ «ДТЭК Днепроблэнерго», г. Днепропетровск. Исследования проводились на кабельных вставках ВЛ-150 кВ Л-12 длиной 1,7 км, выполненной

кабелями XRUHAKXS 1×500RMC/115 и ВЛ-35 кВ (Л-307/308) длиной 1 км выполненной кабелями NA2XS(F1)2Y 1×500RM/3520/35 кВ. Результаты

измерений индукции МП КЛ и их сопоставление с расчетом по методике [7] подтвердили их соответствие расчетным значениям табл. 2.

Таблица 2

Значения коэффициентов ослабления МП m трехфазных КЛ при двухстороннем заземлении их экранов в зависимости от технических характеристик используемых кабелей и конфигурации их прокладки.

Расстояние d между кабелями КЛ, м	Сечение экрана S , мм ² и его сопротивление (R) при 20°C, Ом/км	Расположение кабелей КЛ в горизонтальной плоскости						Расположение кабелей КЛ в углах равностороннего треугольника					
		Температура экрана, °C											
		20			90			20			90		
		Внутренний диаметр экрана, мм											
		25	50	70	25	50	70	25	50	70	25	50	70
0,1	25 (0,733)	0,98	0,99	1	0,99	0,99	1	0,98	1	1	0,99	1	1
	50 (0,387)	0,92	0,95	0,97	0,95	0,97	0,97	0,94	0,97	0,98	0,96	0,98	0,99
	70 (0,268)	0,85	0,91	0,94	0,90	0,95	0,96	0,90	0,95	0,96	0,93	0,97	0,98
	100 (0,183)	0,75	0,83	0,87	0,82	0,89	0,91	0,82	0,90	0,93	0,88	0,93	0,95
	150 (0,124)	0,61	0,70	0,75	0,70	0,78	0,82	0,70	0,81	0,85	0,78	0,86	0,90
	200 (0,09)	0,50	0,59	0,65	0,59	0,68	0,74	0,60	0,72	0,77	0,69	0,79	0,84
0,2	25 (0,733)	0,95	0,97	0,97	0,97	0,98	0,98	0,98	0,99	0,99	0,99	0,99	1
	50 (0,387)	0,86	0,90	0,92	0,90	0,93	0,95	0,91	0,94	0,96	0,94	0,96	0,97
	70 (0,268)	0,77	0,83	0,86	0,84	0,88	0,90	0,84	0,90	0,92	0,89	0,93	0,95
	100 (0,183)	0,65	0,73	0,76	0,73	0,80	0,83	0,74	0,82	0,86	0,81	0,87	0,90
	150 (0,124)	0,50	0,58	0,62	0,59	0,66	0,71	0,59	0,69	0,74	0,68	0,77	0,81
	200 (0,09)	0,40	0,47	0,51	0,48	0,56	0,60	0,48	0,58	0,64	0,57	0,67	0,73
0,5	25 (0,733)	0,93	0,95	0,95	0,95	0,96	0,97	0,96	0,97	0,98	0,98	0,98	0,99
	50 (0,387)	0,80	0,84	0,86	0,85	0,89	0,90	0,85	0,89	0,91	0,90	0,93	0,94
	70 (0,268)	0,69	0,74	0,78	0,77	0,81	0,84	0,76	0,82	0,85	0,83	0,87	0,90
	100 (0,183)	0,56	0,62	0,66	0,65	0,70	0,74	0,63	0,70	0,74	0,72	0,78	0,82
	150 (0,124)	0,41	0,47	0,50	0,50	0,56	0,59	0,48	0,55	0,59	0,57	0,64	0,68
	200 (0,09)	0,32	0,37	0,40	0,40	0,45	0,48	0,38	0,44	0,49	0,46	0,53	0,58

Выводы.

1. Исследованы физические процессы, влияющие на коэффициент ослабления m МП КЛ при двустороннем заземлении экранов кабелей, и показана зависимость коэффициента m не только от величины тока в экране, но также от угла его фазового сдвига относительно тока в жиле, определяемого соотношением активного и индуктивного сопротивлений экрана.

2. Разработана методика численного моделирования и расчета МП КЛ, основанная на применении осесимметричной расчетной модели КЛ при использовании метода конечных элементов, что позволило описать условие замыкания экранов кабелей на концах и решить задачу в двумерной постановке.

3. Вычислены и экспериментально подтверждены с погрешностью не более 5 % значения коэффициентов ослабления МП трехфазных трехпроводных КЛ при двустороннем заземлении экранов кабелей, значения которых в зависимости от технических параметров кабелей и геометрии их укладки изменяются в пределах от 0,99 до 0,32.

4. Показана возможность проектирования КЛ в зонах жилой застройки с учетом как санитарных норм по МП, так и требований энергоэффективности.

5. Результаты исследований использованы НТЦ ЭНЭК «Укрэнерго» и ГУ ИТПМ НАН Украины при пересмотре нормативного документа СОУ-Н ЕЕ20.179:2008 «Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання. Методика».

Благодарность. Авторы статьи выражают благодарность техническому директору ЗАО «Завод «Юж-кабель» Юрию Афанасьевичу Антонцу за помощь и поддержку при создании лабораторной модели КЛ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Правила улаштування електроустановок (ПУЭ). Видання 3-тє, перероб. і доп. – К.: Мінпаливенерго України, 2010. – 736 с.
2. Дмитриев М.В. Заземление экранов однофазных силовых кабелей 6-500 кВ. – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. – 154 с.
3. Дмитриев М.В., Евдокунин Г.А. Заземление экранов однофазных силовых кабелей 6-10 кВ с изоляцией из сшитого полиэтилена // Кабель-news. – 2008. – №3. – С. 56-61.
4. Ковригин Л.А. Продольные токи в экранах одножильных кабелей // Кабель-news. – 2009. – №3. – С. 56-58.
5. Riba Ruiz J.R., Alabern Morera X. Effects of the circulating sheath currents in the magnetic field generated by an underground power line // International conference on renewable

energies and power quality, 5-7 April, 2006. – Palma de Mallorca, 2006. – Paper 217.

6. СОУ-Н ЕЕ 20.179:2008. «Розрахунок електричного і магнітного полів ліній електропередавання. Методика». – К.: Мінпаливенерго України, 2008. – С. 34.

7. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пилигина О.Ю. Метод расчета магнитного поля трехфазных линий электропередачи // Техническая электродинамика. – 2014. – №5. – С. 11-13.

8. ДСТУ ІЕС 60287-1-1:2009 Кабелі електричні. Обчислення номінальної сили струму. Частина 1-1. Співвідношення для обчислення номінальної сили струму (коефіцієнт навантаження 100 %) і обчислення втрат. Загальні положення (ІЕС 60287-1-1:2001, IDT).

9. Pryor R.W. Multiphysics Modeling Using COMSOL: A First Principles Approach. – Jones & Bartlett Publishers, 2009. – 872 p.

10. Страттон Дж.А. Теория электромагнетизма. – М.-Л.: Гостехиздат, 1948. – 538 с.

11. Силовые кабели среднего и высокого напряжения с изоляцией из сшитого полиэтилена. ЗАО «ЗАВОД «ЮЖКАБЕЛЬ», г. Харьков. Режим доступа: www.yuzhcable.com.ua/download/UK_Book_5.pdf.

REFERENCES

1. *Pravila ulashtuvannya electroustanovok. Vyd. 3, pererob. i dop.* [Electrical Installation Regulations. 3rd edition, revised and enlarged]. Kyiv, Minpalyvenergo of Ukraine Publ., 2010. 736 p. (Ukr).

2. Dmitriev M.B. *Zazamlenie ekranov odnofaznykh silovykh kabeley 6-500 kV* [Grounding shields of single-phase power cables 6-500 kV]. Saint Petersburg Polytechnic University Publ., 2010. 154 p. (Rus).

3. Dmitriev M.B., Evdokunin G.A. Ground shields of single-phase XLPE power cables 6-10 kV. *Kabel-news – Cable-news*, 2008, no.3, pp. 56-61. (Rus).

4. Kovrigin L.A. The longitudinal currents in the screens of single-core cables. *Kabel-news – Cable-news*, 2009, no.3, pp. 56-58. (Rus).

5. Riba Ruiz J.R., Alabern Morera X. Effects of the circulating sheath currents in the magnetic field generated by an underground power line. *Int. conf. on renewable energies and power quality*, 5-7 April, 2006, Palma de Mallorca, 2006. Paper 217.

6. SOU-N EE 20.179:2008. *Rozrakhunok elektrichnogo i magnitnogo poliv liniy elektroperedavannya. Metodika*. [Regulatory document SOU-N EE 20.179:2008. Calculation of the electric and magnetic fields of power line. Methods]. Kyiv, Minpalyvenergo of Ukraine Publ., 2008. 34 p. (Ukr).

7. Rozov V.Yu., Reutskiy S.Yu., Piliugina O.Yu. The method of calculation of the magnetic field of three-phase power lines. *Tekhnichna elektrodynamika – Technical electrodynamics*, 2014, no.5, pp. 11-13. (Rus).

8. *DSTU IEC 60287-1-1:2009 Kabeli elektrichni. Obchislennya nominalnoyi syly strumu. Castyna 1-1. Spivvidnoshennya dlya obchislennya nominalnoyi syly strumu (koeffitsient navantazhennya 100%) i obchislennya vtrat. Zagalni polozhennya* [State Standard IEC 60287-1-1:2001. Electric cables. Calculation of the rated amperage. Part 1-1. Relations for calculation the nominal current strength (100% load factor) and calculation of losses. General provisions]. (Ukr).

9. Pryor R.W. *Multiphysics Modeling Using COMSOL: A First Principles Approach*. Jones & Bartlett Publishers, 2009. 872 p.

10. Stratton J.A. *Teoriya elektromagnetizma* [Electromagnetic Theory]. Moscow-Leningrad, Gostekhizdat Publ., 1948. 538 p. (Rus).

11. *Siloviye kabeli srednego i vysokogo napryazheniya s izolyaziey iz sshitogo polietilena* (Power XLPE cables of middle and high voltage). PJSC Yuzhcable Works, Kharkiv. Available at: www.yuzhcable.com.ua/download/UK_Book_5.pdf (accessed 13 May 2013). (Rus).

Postynula (received) 20.05.2015

Розов Владимир Юрьевич¹, д.т.н., чл.-корр. НАН Украины, Квицинский Анатолий Александрович², к.т.н., Добродеев Павел Николаевич, к.т.н.¹, Гринченко Владимир Сергеевич, к.т.н.¹, Ерисов Анатолий Васильевич, инженер¹, Ткаченко Александр Олегович, аспирант¹,
¹ Государственное учреждение «Институт технических проблем магнетизма Национальной Академии Наук Украины», 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19, а/я 72, тел/phone +38 0572 992162, e-mail: office.ntcmto@nas.gov.ua
² НТЦ Электроэнергетики ГП «НЭК «Укрэнерго», 04112, Киев, ул. Дорогожицкая, 11/8, тел/phone +38 044 2067390, e-mail: vp_ntce@i.ua

V.Yu. Rozov¹, A.A. Kvytsynskiy², P.N. Dobrodeyev¹, V.S. Grinchenko¹, A.V. Erisov¹, A.O. Tkachenko¹
¹ State Institution «Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine», 19, Industrialna Str., Kharkiv, 61106, Ukraine.

² Scientific Technical Center of Power Industry of State Enterprise «National Power Company «Ukrenergo», 11/8, Dorogozhizkaya Str., Kyiv, 04112, Ukraine.

Study of the magnetic field of three phase lines of single core power cables with two-end bonding of their shields.

The study tested the process of the magnetic field (MF) mitigation in the HV three-phase power cable lines (CL) made of single core cables in two-ends bonding of their shields. Developed the technique of numerical simulation and calculation of the MF of CL based on its axisymmetric calculation model using the finite element method that allowed to describe the condition of closing the cable shields at the both ends of the CL and solve the problem in two-dimensional formulation. The authors show the possibility of MF mitigation of the three-phase CL by increasing the cross-section of closed cable shields, which in some cases may be an alternative to external electromagnetic shields. Obtained and experimentally validated in laboratory and field conditions with an accuracy of no more than 5 % the value of mitigation coefficients of MF of three-phase three-wire CL in two-ends bonding of their shields depending on the technical parameters of the cables and the geometry of their installation, which is important for the design of new cable power lines. Their values are in the range from 0.99 to 0.32 when the cross sections of cable shields are from 25 mm² to 200 mm² and the distance between the axes of the cables are from 0.1 to 0.5 m. The results show the ability to execute design of cable power lines in residential areas, taking into account both the sanitary standards of the MF, as well as to energy efficiency. References 11, figures 5, tables 2.

Key words: magnetic field, three-phase cable power lines, two-ends bonding of shields.

И.В. Доманский

РАЗВИТИЕ МЕТОДОВ РАСЧЕТА СИСТЕМ ТЯГОВОГО ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ И ПИТАЮЩИХ ИХ ЭНЕРГОСИСТЕМ

Стаття присвячена розвитку методів розрахунку систем тягового електропостачання з урахуванням енергосистем, що їх живлять. Запропоновано алгоритми формалізації графів схем зовнішнього і тягового електропостачання та методика вибору параметрів і місць розміщення установок поздовжньої компенсації. Бібл. 20, рис. 4.

Ключевые слова: системи тягового електропостачання, енергосистеми, енергія, режими роботи тягової мережі, режими роботи електричних систем, системи зовнішнього електропостачання, установки поздовжньої компенсації.

Статья посвящена развитию методов расчета систем тягового электроснабжения с учетом питающих их энерго-систем. Предложены алгоритмы формализации графов схем внешнего и тягового электроснабжения и методика выбора параметров и мест размещения установок продольной компенсации. Библиография. 20, рис. 4.

Ключевые слова: системы тягового электроснабжения, энергосистемы, энергия, режимы работы тяговой сети, режимы работы электрических систем, системы внешнего электроснабжения, установки продольной компенсации.

Введение и постановка проблемы. Существующие сопряжения систем внешнего и тягового электроснабжения обусловлены принципами, применявшимися при электрификации железных дорог, когда при строительстве тяговых подстанций одновременно решалась проблема обеспечения электроэнергией промышленных предприятий, сельского хозяйства и населенных пунктов. В условиях рыночной экономики и работы железных дорог как субъекта ОРЭ такие сопряжения приводят к увеличению технологических потерь электроэнергии и требуют дополнительных исследований их режимов работы. Так опыт энергетических обследований [1-6] показывает, что примерно в каждой третьей межподстанционной зоне полигона переменного тока потери от протекания уравнивательных токов составляют не менее 250 тысяч кВт·ч в год, в отдельных случаях превышают 1 миллион кВт·ч в год.

Причинами ухудшения показателей качества электроэнергии на шинах тяговых подстанций полигона переменного тока могут быть как режим работы промышленных нагрузок, так и влияние электрической тяги. Схемы с большими районными нагрузками тяговых подстанций приводят к повышенным перетокам мощности, а низкое качество электроэнергии наносит ущерб за счет преждевременного выхода электрооборудования из строя, нарушений работы систем автоматики и связи и т.п. От состояния электрооборудования тяговых подстанций напрямую зависит безопасность движения поездов, пропускная способность участков железной дороги, обеспечение транзита электроэнергии питающих энергосистем, надежность электроснабжения железнодорожных узлов и сторонних потребителей.

Одной из важнейших задач при электрификации железнодорожного транспорта и эксплуатации существующих электрифицированных линий является решение комплекса вопросов, связанных с минимизацией потерь и повышением качества электрической энергии в системах тягового электроснабжения (СТЭ) при несимметричных и несинусоидальных их режимах работы. Качество электроэнергии в узле сети характеризуется совокупностью взаимосвязанных показателей [5], каждый из которых зависит от постоянных и переменных параметров электрооборудования, питающих и распределительных сетей и их режимов работы.

В настоящее время крайне необходимы инструктивные документы, действие которых направлено на повышение эффективности режимов работы электрических сетей посредством компенсации реактивной мощности и повышения качества электрической энергии. Для выбора оптимальной мощности и мест размещения установок продольно-емкостной компенсации и решения других задач необходима методика системного расчета, которая учитывает сложный характер взаимного влияния качества электроэнергии и технологии перевозочного процесса

Цель статьи – развитие методов расчета режимов тягового электроснабжения для повышения качества выбора и мест размещения установок продольной емкостной компенсации.

Алгоритмы формализации графов схем участков внешнего и тягового электроснабжения. Традиционные методы расчета режимов электрических систем базируются на однолинейном представлении трехфазных цепей. Такой подход не всегда пригоден в случае сложной несимметрии, например, при расчетах режимов электрических систем, питающих тяговые подстанции электрифицированных железных дорог переменного тока.

Для расчетов сложно несимметричных режимов трехфазных систем чаще всего применяют метод симметричных составляющих и различные его модификации [7-9]. Этот метод требует особого подхода при решении каждой конкретной задачи, плохо поддается формализации для его применения в программных продуктах и эффективно работает только в случае простой несимметрии. Метод фазных координат [9-11] требует учета взаимоиндуктивных влияний разных фаз друг на друга в трансформаторах и линиях. Известный метод развязки магнитосвязанных цепей [12] при практической реализации в программных средствах сталкивается с рядом затруднений, ограничивающих его применение в алгоритмах расчета режимов.

При необходимости совместного расчета однофазных и трехфазных электрических сетей используются некоторые искусственные приемы. Так поступают, в частности, при расчетах режимов СТЭ железных дорог переменного тока. Перспективны три

© И.В. Доманский

варианта расчета СТЭ переменного тока совместно с питающими их энергосистемами:

- совместный расчет сетей с использованием трансформаций;
- метод декомпозиции и синтеза при рассмотрении сетей с разными уровнями напряжений и родами тока;
- метод итераций для схем замещения с одним базисным напряжением и учетом влияния внешней системы электроснабжения путем представления напряжений холостого хода тяговых подстанций как независимых случайных величин, распределенных по нормальному усеченному закону распределения.

Фрагмент электрической сети, состоящей из ЛЭП 110 кВ внешней системы электроснабжения, которая питает тяговые и промышленные подстанции, показан на рис. 1. Междоподстанционная зона представляет собой сложную схему питания однопутных, двухпутных, многопутных участков с постом секционирования и станционных путей. Граф $G_s = (V_s, L_s)$ схемы, изображенной на рис. 1, включает линии ЛЭП энергосистем, питающие одну фидерную зону и станционные пути,

причем $a_{is}, b_{is} \in V_s$ и $l_{is} \in L_s$. Множество $V_s = \{1, 2, \dots, K\}$ содержит $K = p + q + n + m$ узлов, которые пронумерованы порядковыми числами, где p узлов имеет внешняя система электроснабжения, q – станционные тяговые сети, n – тяговая сеть двухпутных участков, m – тяговая сеть однопутных участков. Тяговая сеть многопутных участков может быть представлена комбинацией однопутных и двухпутных. В узлах внешней системы электроснабжения и тяговой сети можно задавать нагрузку в соответствии с законом ее изменения во времени. Узлом тяговой сети являются не только соединения ветвей схемы, но и точки движущихся нагрузок ЭПС. С этой целью тяговая сеть разбивается на множество специальных узлов в соответствии со скоростью движения разнотипных поездов. Каждый тип поезда потребляет в момент времени t в своем узле ток, определяемый характеристикой локомотива, профилем пути, режимом движения и т. д. Нагрузки станционных путей, компенсирующих устройств задаются зависимостями, приведенными в [13].

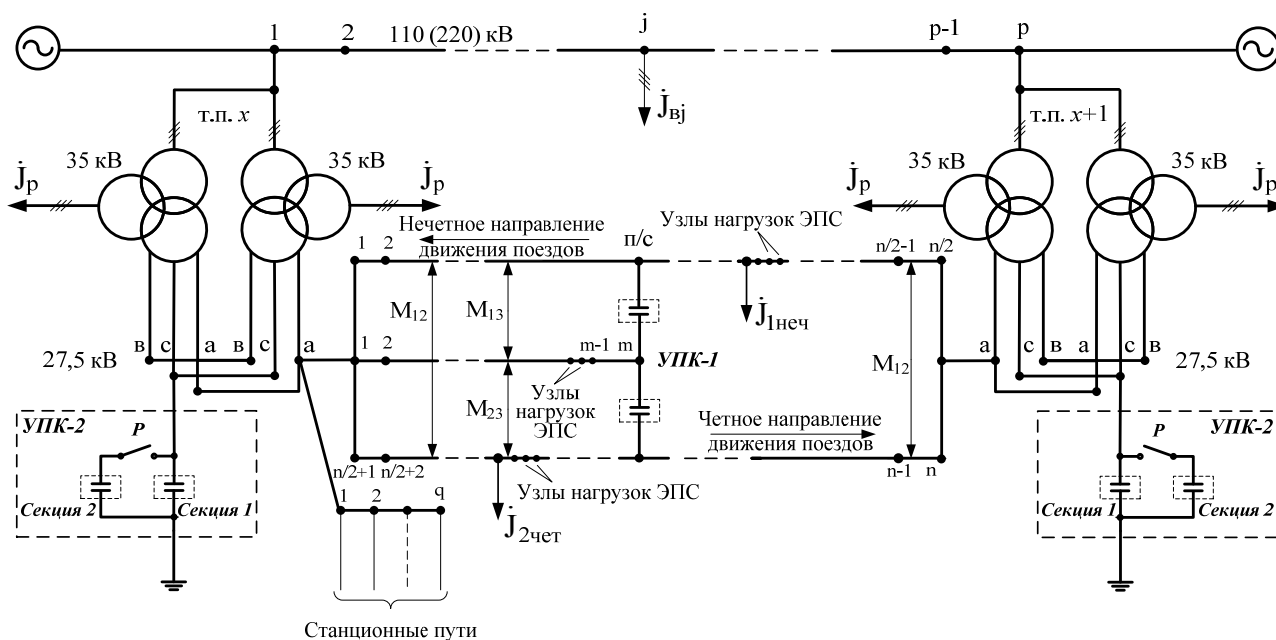


Рис. 1. Фрагмент энергосистемы и тяговой сети с распределенной продольной емкостной компенсацией

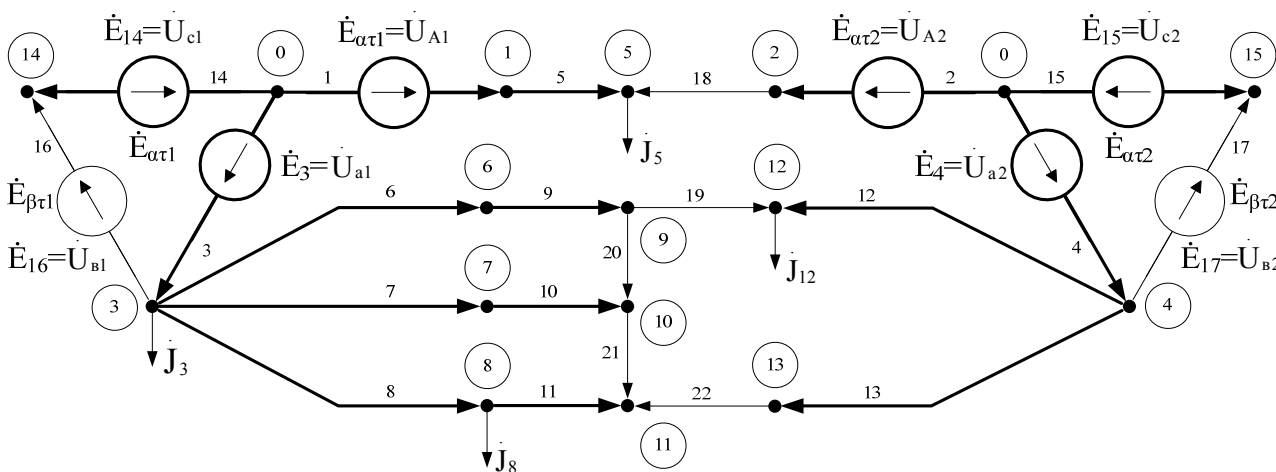


Рис. 2. Ориентированный моментный граф питающей линии энергосистемы и тяговой сети с распределенной продольной емкостной компенсацией

Допустим, в момент времени t нагрузки сети имели место в узлах, показанных на рис. 1 задающими токами. Преобразуем граф $G_s = (V_s, L_s)$ в моментный граф $G_{st} = (V_{st}, L_{st})$ и определим его зависимости (рис. 2). Матрицы, которые относятся к дереву графа схемы, будем обозначать индексом α , а к хордам схемы – индексом β .

Применительно к электротяговым сетям матрица Z_B сильно разрежена. Имеет смысл создать ее с минимальным количеством нулевых элементов, заменив матрицей с $n+1$ столбцами, где n – максимальное число сочетаний взаимоиנדуктивных влияний на многопутном участке. Элементы первого столбца указанной матрицы представляют собой собственные сопротивления ветвей, второго столбца – взаимные первого и второго пути и т.д. Для произведения алгебраических операций над такой матрицей составляется матрица индексов IND. Элемент, соответствующий m -й строке n -го столбца матрицы IND показывает номер столбца действительной

матрицы сопротивлений, в которой находится элемент n -ой строки n -го столбца уплотненной матрицы Z_B .

К активным параметрам схемы, представленной в виде графа $G_{st} = (V_{st}, L_{st})$, относятся вектор задающих токов в узлах $\dot{J} = (\dot{J}_1, \dot{J}_2, \dots, \dot{J}_m)$, где m – количество узлов и вектор э.д.с. ветвей трансформаций $\dot{E}_\tau = (\dot{E}_{1\tau}, \dot{E}_{2\tau}, \dots, \dot{E}_{n\tau})$, где τ – количество ветвей с трансформациями, и прочих э.д.с. $\dot{E} = (\dot{E}_1, \dot{E}_2, \dots, \dot{E}_n)$, где n – количество ветвей схемы. Если тока в узле или э.д.с в ветви нет, то соответствующий элемент вектора \dot{J} , \dot{E}_τ или \dot{E} равен нулю. Устройства поперечной компенсации можно задавать емкостной нагрузкой в узле, а продольной компенсации емкостным сопротивлением ветви, нагрузки рекуперированные электровозов учитываются со знаком минус, а вольтодобавочные устройства – э.д.с. соответствующей ветви. Пассивные и активные исходные параметры для ориентированного графа схемы на рис. 2 показаны на рис. 3 и 4.

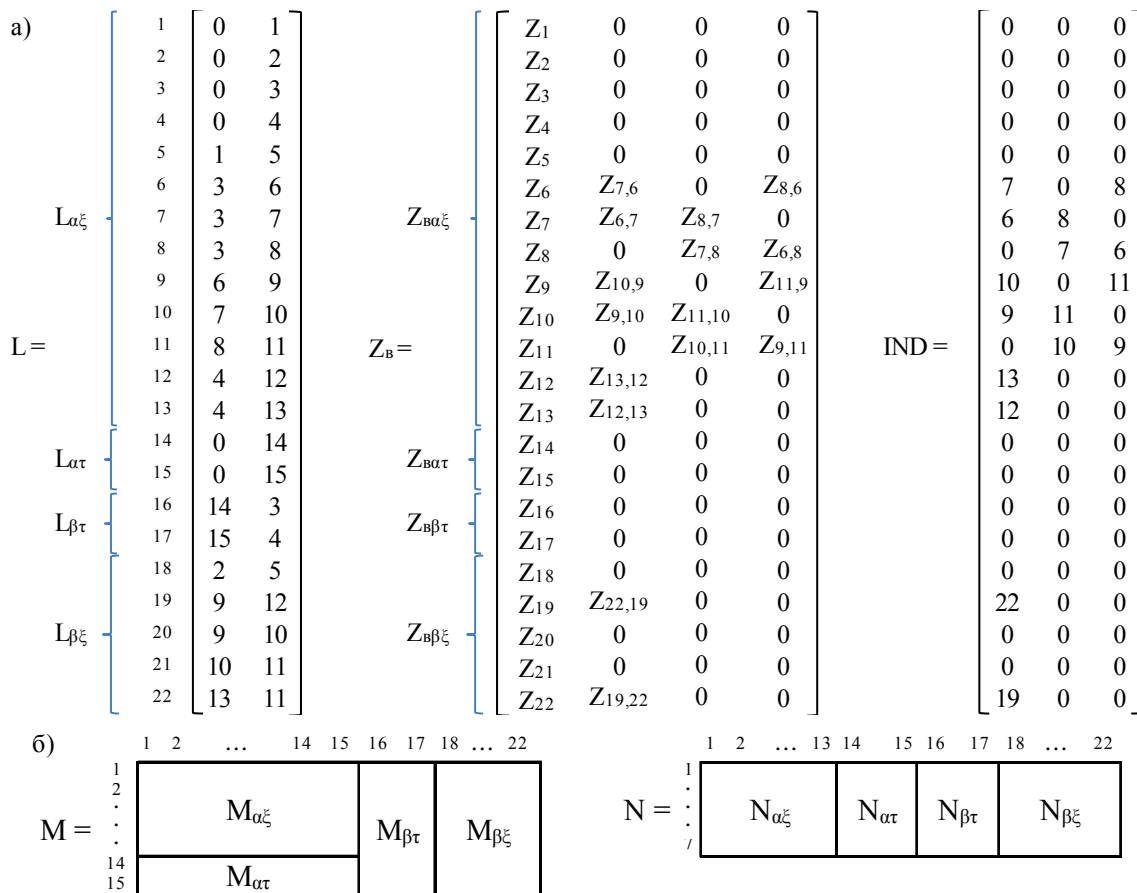


Рис. 3. Матрицы моментного графа $G_{st} = (V_{st}, L_{st})$: а – пассивных параметров; б – структура матриц M и N

Искомыми величинами при расчете электротяговых сетей являются вектор токов в ветвях схемы $\dot{I}_B = (\dot{I}_{B1}, \dot{I}_{B2}, \dots, \dot{I}_{Bn})$, вектор падений напряжения в ветвях схемы $\dot{U}_B = (\dot{U}_{B1}, \dot{U}_{B2}, \dots, \dot{U}_{Bn})$, вектор падений напряжения в узлах схемы относительно базисного узла $\Delta\dot{U} = (\Delta\dot{U}_1, \Delta\dot{U}_2, \dots, \Delta\dot{U}_m)$, потери мощности $\Delta\dot{S}$, потери энергии $\Delta\dot{W}$. Формулы для их определения приведены в работах [14, 15]. Удобно, рассматривая сети разных номинальных напряжений, состав-

лять дерево графа таким образом, чтобы последние τ ветвей дерева оказались связанными с первыми τ хордами через трансформации. Это легко выполнить, дополняя граф $G_{st} = (V_{st}, L_{st})$, как показано на рис. 2 дугой с промежуточным узлом (14 или 15) т.е. за счет нумерации узлов. Следует отметить, что при расчетах электротяговых сетей переменного тока существенным является переход от симметричной внешней системы электроснабжения к несимметричной тяговой. Такая проблема своеобразно решена в работах [16, 17]. Введение дополнительных дуг графа с последующим

формированием э.д.с. разных фаз вторичной обмотки в образовавшихся замкнутых контурах из трех ветвей (см. рис. 2) решает и эту проблему.

$$\begin{matrix}
 \dot{J} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2 & 0 \\ 3 & \dot{J}_3 \\ 4 & 0 \\ 5 & \dot{J}_5 \\ 6 & 0 \\ 7 & 0 \\ 8 & \dot{J}_8 \\ 9 & 0 \\ 10 & 0 \\ 11 & 0 \\ 12 & \dot{J}_{12} \\ 13 & 0 \\ 14 & 0 \\ 15 & 0 \end{bmatrix} & \dot{E}_\tau = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 2 & 0 \\ 3 & 0 \\ 4 & 0 \\ 5 & 0 \\ \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot \\ 14 & -\dot{E}_{14} \\ 15 & -\dot{E}_{15} \\ 16 & -\dot{E}_{16} \\ 17 & -\dot{E}_{17} \\ 18 & 0 \\ 19 & 0 \\ 20 & 0 \\ 21 & 0 \\ 22 & 0 \end{bmatrix} & \dot{E} = \begin{bmatrix} -\dot{U}_{A1} \\ -\dot{U}_{A2} \\ -\dot{U}_{a1} \\ -\dot{U}_{a2} \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{U}_{c1} \\ \dot{U}_{c2} \\ \dot{U}_{e1} \\ \dot{U}_{e2} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} & \dot{I} = \begin{bmatrix} \dot{I}_1 \\ \dot{I}_2 \\ \dot{I}_3 \\ \dot{I}_4 \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{I}_{13} \\ \dot{I}_{14} \\ \dot{I}_{15} \\ \dot{I}_{16} \\ \dot{I}_{17} \\ \dot{I}_{18} \\ \cdot \\ \cdot \\ \cdot \\ \dot{I}_{22} \end{bmatrix}
 \end{matrix}$$

Рис. 4. Матрицы моментного графа $G_{st} = (V_{st}, L_{st})$ активных параметров

Составление матриц $M_\alpha, M_\beta, N_\alpha, N_\beta, M_\alpha^{-1}$ для сложных схем является очень громоздким, а для тяговых сетей имеет свою специфику и поэтому целесообразно иметь программы формирования таких матриц для совокупности ветвей графа $G_s = (V_s, L_s)$.

Моделирование трехфазных сетей внешней системы электроснабжения с однофазными тяговыми сетями требует использования баз данных принадлежащих различным министерствам и ведомствам. В тоже время целый ряд задач, в том числе выбор параметров и мест расположения продольно-емкостной компенсации не требуют детального моделирования.

Можно предложить и другой упрощенный подход, вполне приемлемый для решения целого класса задач тягового электроснабжения – статистическое моделирование напряжения холостого хода на шинах тяговых подстанций. Теоретические предпосылки возможности вероятностного моделирования напряжения холостого хода на шинах тяговых подстанций приведены в [3, 13, 18]. Выше показано, что, используя вектор э.д.с. ветвей \dot{E} , можно рассчитывать мгновенные схемы с учетом уравнительного тока, протекающего по тяговой сети за счет неравенства напряжений на шинах смежных тяговых подстанций. Для этого необходимо на каждом шаге моделирования формировать вектор э.д.с. ветвей \dot{E} , записывая в веточках плеч питания напряжения соответствующих тяговых подстанций с учетом режимов работы питающих энергосистем.

Уместно отметить, что уравнительный ток может протекать по тяговой сети и за счет различных наклонов внешних характеристик тяговых подстанций, раз-

личной районной нагрузки, а также при различных тяговых нагрузках смежных с расчетной фидерных зон.

С учетом сказанного, напряжение на шинах тяговой подстанции \dot{U}_x (рис. 1), необходимое для расчета уравнительного тока, следует определять по формуле

$$\dot{U}_x = \dot{U}_{xx} - \Delta\dot{U}_c, \quad (1)$$

где \dot{U}_{xx} – напряжение холостого хода; $\Delta\dot{U}_c$ – падение напряжения в системе внешнего электроснабжения и на тяговом трансформаторе от нагрузок смежных фидерных зон.

Напряжение \dot{U}_x моделируется на каждой подстанции для двух фаз. При определении падения напряжения $\Delta\dot{U}_c$ токи смежных фидерных зон предварительно рассчитываются в предположении равенства напряжения на шинах смежных тяговых подстанций. На конечных граничных участках токи плеч питания смежных зон разыгрываются в соответствии с заданным законом их распределения.

Процесс моделирования векторов \dot{U}_x на шинах тяговых подстанций происходит в несколько этапов. Первоначально определяется модуль напряжения холостого хода по формуле

$$U_{xx} = \bar{U}_{xx} \pm \Delta U_x, \quad (2)$$

где ΔU_x – случайная величина, которая разыгрывается в соответствии с нормальным усеченным законом.

Напряжение холостого хода \dot{U}_{xx} на одной из подстанций ориентируется в соответствии с фазой, питающей моделируемую зону. Затем моделируется угол δ и напряжение холостого хода смежной тяговой подстанции определяется на комплексной плоскости.

После того как напряжения холостого хода \dot{U}_{xx} будут смоделированы для всех подстанций, определяются падения напряжения в системе внешнего энергоснабжения и на тяговом трансформаторе от нагрузок смежных фидерных зон $\Delta\dot{U}_c$ и по формуле (1) рассчитываются напряжения \dot{U}_x , которые и подставляются в вектор э.д.с. ветвей \dot{E} . Затем, используя формулы [14, 15], находят токораспределение, падение напряжения в узлах схемы и потери мощности. Знак минус в векторе \dot{I}_v указывает на правильность выбранного направления тока в ветви графа.

Таким образом, расчет токораспределения в электротяговых сетях можно вести с упрощенным учетом внешней системы электроснабжения.

Методика выбора параметров и мест размещения установок продольной емкостной компенсации в СТЭ. Для повышения напряжения на токоприемниках ЭПС наиболее эффективно включать установки продольной компенсации (УПК) в разрыв отсасывающей линии тяговой подстанции (рис. 1). УПК должна быть, как правило, переключаемой с двумя ступенями [19].

Первая ступень УПК работает, когда в работе находится один трансформатор с кратностью пере-

грузки менее 1,5. Вторая ступень подключается, если в работе находится два трансформатора (независимо от кратности перегрузки) или один трансформатор с кратностью перегрузки 1,5 и выше.

На первом этапе определяется расчётное значение номинального тока и номинального сопротивления УПК для каждой подстанции рассматриваемого участка. Для этого необходимо определить число ступеней УПК и выбрать номинальные сопротивления и ток каждой ступени УПК.

На втором этапе расчета следует определить минимальное число УПК на рассматриваемом участке, обеспечивающих нормированное наименьшее напряжение на токоприемниках всех ЭПС.

Для определения числа ступеней УПК необходимо найти 10-минутный максимальный ток нагрузки ($I_{\text{макс}}$) в отсасывающей линии с УПК (см. рис. 1) при заданном размере движения в нормальном режиме работы СТЭ [20]. На участках, находящихся в эксплуатации, $I_{\text{макс}}$ уточняется путём измерений. Для расчета $I_{\text{макс}}$ следует использовать следующую формулу:

$$I_{\text{макс}} = \max \left(\sum_{t=1}^T \dot{I}_{\text{вт}}(j) \right), \quad (3)$$

где $\dot{I}_{\text{вт}}$ – вектор токов ветвей графа схемы, j – номер ветви отсасывающей линии в векторе $\dot{I}_{\text{вт}}$.

Если полученное значение 10-минутного максимального тока нагрузки $I_{\text{макс}}$ оказывается меньше допустимого тока для одного трансформатора $I_{\text{доп}(1)}$ или равно ему, то предусматривают УПК, состоящую из одной ступени.

Если полученное значение 10-минутного максимального тока нагрузки $I_{\text{макс}}$ оказывается больше допустимого тока для одного трансформатора $I_{\text{доп}(1)}$, то при максимальных нагрузках следует включать вторую ступень трансформатора, и тогда принимают УПК, состоящую из двух ступеней. Допустимый ток $I_{\text{доп}(1)}$ для одного трансформатора мощностью $S_{\text{тр}}$ (МВ·А) определяется по формуле, А:

$$I_{\text{доп}(1)} = 0,57 \cdot 10^3 \cdot (1,5S_{\text{тр}} - 0,7S_{\text{р}}) / U_{\text{ном}}, \quad (4)$$

где $S_{\text{р}}$ – мощность нагрузки третьей обмотки трансформатора (напряжением 6, 10 или 35 кВ) (МВ·А); $U_{\text{ном}} = 27,5$ кВ.

Расчетное сопротивление первой ступени УПК определяется по формуле, Ом:

$$X^*_{\text{УПК}} = X_{\text{с}} + X_{\text{тр}}, \quad (5)$$

где $X_{\text{с}} = U_{\text{ном}}^2 / S_{\text{кз}}$ – сопротивление системы внешнего электроснабжения для рассматриваемой подстанции, Ом; $X_{\text{тр}} = U_{\text{кз}} \cdot U_{\text{ном}}^2 / 100 \cdot n \cdot S_{\text{тр}}$ – сопротивление трансформатора, Ом; * – звездочка указывает на расчетное значение определяемой величины. Здесь $S_{\text{кз}}$ – мощность трехфазного короткого замыкания на шинах 110 (220) кВ тяговой подстанции, МВ·А, $U_{\text{кз}}$ – напряжение короткого замыкания трансформатора, %; $U_{\text{ном}}$ – номинальное напряжение трансформатора ($U_{\text{ном}} = 27,5$ кВ); $S_{\text{тр}}$ – номинальная мощность трансформатора, МВ·А, n – количество включенных в работу трансформаторов.

Расчетный ток первой ступени УПК определяется по формуле, А

$$I^*_{\text{УПК1}} = K_3 I_{\text{доп}(1)} / K_{\text{пер}}, \quad (6)$$

где K_3 – коэффициент запаса (принимается 1,3); $K_{\text{пер}}$ – коэффициент перегрузки конденсаторов за 10 мин.

По расчетным данным формул (4) и (5) выбирают номинальное сопротивление $X_{\text{УПК1}}$ и номинальный ток $I_{\text{УПК1}}$ первой ступени УПК.

После этого в соответствии с данными выпускаемых в настоящее время УПК выбирается соответствующая УПК, параметры которой удовлетворяют следующим неравенствам:

$$0,7 \leq (X_{\text{УПК1}} / X^*_{\text{УПК1}}) \leq 1,3, \quad (7)$$

$$I_{\text{УПК1}} \geq I^*_{\text{УПК1}}. \quad (8)$$

Для выбора номинальных сопротивления и тока второй ступени УПК используется суммарный расчетный ток первой и второй ступеней УПК, который определяется по максимальному току нагрузки $I_{\text{макс}}$ по формуле, А:

$$I^*_{\text{УПК}(1+2)} = K_3 I_{\text{макс}} / K_{\text{пер}}. \quad (9)$$

Отсюда расчетный ток второй ступени, А, определяется по формуле:

$$I^*_{\text{УПК2}} = I^*_{\text{УПК}(1+2)} - I_{\text{УПК1}}. \quad (10)$$

Расчетное сопротивление двух ступеней УПК, Ом, при двух включенных трансформаторах неодинаковой мощности, сопротивления которых $X_{\text{тр1}}$ и $X_{\text{тр2}}$, определяется по формуле:

$$X^*_{\text{УПК}(1+2)} = X_{\text{с}} + X_{\text{тр1}} \cdot X_{\text{тр2}} / (X_{\text{тр1}} + X_{\text{тр2}}). \quad (11)$$

В этом случае первая ступень УПК рассчитывается для трансформатора большей мощности.

Для трансформаторов одинаковой мощности:

$$X^*_{\text{УПК}(1+2)} = X_{\text{с}} + 0,5X_{\text{тр}}. \quad (12)$$

Расчетное сопротивление второй ступени УПК определяется по формуле, Ом:

$$X^*_{\text{УПК2}} = X_{\text{УПК1}} \cdot X^*_{\text{УПК}(1+2)} / (X_{\text{УПК1}} - X^*_{\text{УПК}(1+2)}). \quad (13)$$

Для выбора УПК по номинальным значениям тока и сопротивления необходимо по расчетным данным $I^*_{\text{УПК2}}$ и $X^*_{\text{УПК2}}$, полученным по формулам (10) и (13), в соответствии с данными выпускаемых в настоящее время УПК выбирают соответствующую УПК с номинальными параметрами $I_{\text{УПК2}}$ и $X_{\text{УПК2}}$. Тогда для УПК с двумя включенными ступенями номинальные сопротивление и ток определяются по формулам:

$$X_{\text{УПК}(1+2)} = X_{\text{УПК1}} \cdot X_{\text{УПК2}} / (X_{\text{УПК1}} + X_{\text{УПК2}}), \quad (14)$$

$$I_{\text{УПК}(1+2)} = I_{\text{УПК1}} + I_{\text{УПК2}}. \quad (15)$$

При выборе УПК следует соблюдать следующие соотношения при работе двух ступеней УПК:

$$0,7 \leq (X_{\text{УПК}(1+2)} / X^*_{\text{УПК}(1+2)}) \leq 1,3, \quad (16)$$

$$I_{\text{УПК}(1+2)} \geq I^*_{\text{УПК}(1+2)}. \quad (17)$$

На втором этапе расчёта минимального числа УПК на подстанциях следует проверить наименьшие напряжения на токоприемниках ЭПС на каждой из межподстанционных зон последовательным расчётом включения на тяговых подстанциях УПК с параметрами, рассчитанными по формулам (14) и (15). Процедура начинается с подстанции, имеющей наибольшее входное сопротивление. Затем число подстанций увеличивается по одной.

Если при расчёте включения УПК на очередной тяговой подстанции соблюдается допустимое наименьшее напряжение на токоприемниках рассматриваемой межподстанционной зоны, то следующая УПК включается на тяговой подстанции через одну.

При включении УПК на действующей тяговой подстанции следует откорректировать режим работы тяговой сети для уменьшения уравнивающего тока путем изменения положения переключателя РПН трансформаторов смежных тяговых подстанций.

Выводы.

1. Обобщены способы формирования и преобразования графов схем тягового электроснабжения и питающих их энергосистем и предложен метод расчета сложных моментных схем, что повышает точность расчета перетоков мощности по тяговым сетям до 1 – 2 % и позволяет выбрать оптимальные параметры и места размещения установок продольной емкостной компенсации.

2. Анализ результатов моделирования и реальных режимов тяговой сети переменного тока 27,5 кВ показывает, что максимальные десятиминутные токи нагрузки в тяговой сети лежат в пределах 1800 – 2200 А, а эффективность использования УПК высока на тяговых подстанциях, где сопротивление системы внешнего электроснабжения превышает 0,5 Ом, а степень компенсации находится в пределах допустимого $K = 0,7$.

3. Совместное использование УПК в отсасывающей линии и устройства автоматического регулирования напряжения трансформатора под нагрузкой позволяет реализовать новый подход к регулированию напряжения на тяговой подстанции с несимметричной нагрузкой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Энергетична стратегія Укрзалізниці на період до 2015 р. і на перспективу до 2020 р. Затв. державною адміністрацією залізничного транспорту України 26.11.2013 р. – К., 2013. – 104 с.
2. Корниенко В.В., Котельников А.В., Доманский В.Т. Электрификация железных дорог. Мировые тенденции и перспективы (Аналитический обзор). – К.: Транспорт Украины, 2004. – 196 с.
3. Марквард К.Г. Электроснабжение электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с.
4. Мамошин Р.Р. Повышение качества энергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. – М.: Транспорт, 1973. – 224 с.
5. Железко Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии. – М.: ЭНАС, 2009. – 456 с.
6. Бородулин Б.М., Герман Л.А., Николаев Г.А. Конденсаторные установки электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1983. – 183 с.
7. Мельников Н.А. Проектирование электрической части воздушных линий электропередачи 330 – 500 кВ / Под общ. ред. С.С. Рокотяна. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1974. – 472 с.
8. Тимофеев Д.В. Режимы в электрических системах с тяговыми нагрузками. – М.: Энергия, 1972. – 296 с.
9. Шидловский А.К., Кузнецов В.Г., Николаенко В.Г. Оптимизация несимметричных режимов систем электроснабжения. – К.: Наукова думка, 1987. – 174 с.
10. Закарюкин В.П., Крюков А.В. Сложнонесимметричные режимы электрических систем. – Иркутск: Изд-во Иркутского ун-та, 2005. – 273 с.
11. Бардушко В.Д. Алгоритмы контроля и оптимизации параметров системы тягового электроснабжения. – Иркутск: ИрИИТ, 2000. – 108 с.
12. Вайнштейн Л.М., Мельников Н.А. О возможности замены схем со взаимной индукцией эквивалентными без взаимной индукции // Электричество. – 1965. – №5. – С. 16-18.

13. Быкадоров А.Л., Доманский В.Т. Расчет системы электроснабжения многопутных участков // Вестник ВНИИЖТ. 1981. – №5. – С. 17-22.

14. Доманский И.В. Перспективи розвитку сучасних схем технічних рішень зовнішнього електропостачання тягових підстанцій залізниць // Вісник НТУ «ХП». – 2013. – №5(979). – С. 54-65.

15. Доманский И.В. Режимы работы системы тягового электроснабжения переменного тока с устройствами компенсации реактивной мощности // Электротехника і електромеханіка. – 2015. – №3. – С. 59-66.

16. Мамошин Р.Р., Зельвянский А.Я. Расчет системы тягового электроснабжения в фазной системе координат // Вестник ВНИИЖТ. – 1986. – №2. – С. 16-18.

17. Герман Л.А. Тензорный метод расчета системы электроснабжения железных дорог // Вестник ВНИИЖТ. – 1988. – №2. – С. 23-26.

18. Мирошниченко Р.И. Режимы работы электрифицированных участков. – М.: Транспорт, 1982. – 207 с.

19. Герман Л.А., Гончаренко В.П. Современная схема продольной емкостной компенсации в системе тягового электроснабжения // Вестник РГУПС. – 2013. – №2. – С. 12-17.

20. Правила улаштування системи тягового електропостачання залізниць України. № ЦЕ-0009: Затв. Наказ Укрзалізниці 24.12.2004 р., № 1010-ЦЗ. / Мін-во трансп. та зв'язку України. – К., 2005. – 80 с.

REFERENCES

1. *Energetichna strategija Ukrzaliznici na period do 2015 r. i na perspektivu do 2020 r. Zatv. derzhavnoju administraciju zaliznichnogo transportu Ukrainu 26.11.2013 r.* [Energy Strategy Railways for the period up to 2015 and for the future by 2020. Approved by State Administration of Railway Transport of Ukraine 11.26.2013]. Kyiv, 2013. 104 p. (Ukr).
2. Kornienko V.V., Kotelnikov A.V., Domanskyi V.T. *Elektrifikacija zheleznyh dorog. Mirovyje tendencii i perspektivy (Analiticheskij obzor)* [Electrification of railways. Global trends and perspectives (Analytical review)]. Kyiv, Transport of Ukraine Publ., 2004. 196 p. (Rus).
3. Markvard K.G. *Elektrosnabzhenie elektrificirovannyh zheleznyh dorog* [Power supply of electrified railways]. Moscow, Transport Publ., 1982. 528 p. (Rus).
4. Mamoshin R.R. *Povyshenie kachestva energii na tjavovyh podstancijah dorog peremennogo toka* [Improving the quality of energy for traction substations AC roads]. Moscow, Transport Publ., 1973. 224 p. (Rus).
5. Zhelezko Yu.S. *Poteri elektroenergii. Reaktivnaja moshhnost'. Kachestvo elektroenergii* [Loss of electricity. Reactive power. Power quality]. Moscow, ENAS Publ., 2009. 456 p. (Rus).
6. Borodulin B.M., German L.A., Nikolaev G.A. *Kondensatornye ustanovki elektrificirovannyh zheleznyh dorog* [Condenser units for electrified railways]. Moscow, Transport Publ., 1983. 183 p. (Rus).
7. Melnikov N.A. *Proektirovanie elektricheskoy chasti vozdushnyh linij elektropredachi 330 – 500 kV / Pod obshh. red. S.S. Rokotjana. Izd. 2-e, pererab. i dop.* [Design of the electrical part of overhead power lines 330-500 kV]. Moscow, Energy Publ., 1974. 472 p. (Rus).
8. Timofeev D.V. *Rezhimy v elektricheskijh sistemah s tjavovymi nagruzkami* [Modes in electrical systems with traction load]. Moscow, Energy Publ., 1972. 296 p. (Rus).
9. Shidlovskij A.K., Kuznetsov V.G., Nikolaenko V.G. *Optimizacija nesimmetrichnyh rezhimov sistem elektrosnabzhenija* [Optimization of asymmetrical modes of power supply systems]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1987. 174 p. (Rus).
10. Zakarjukin V.P., Krjukov A.V. *Slozhnonesimmetrichnye rezhimy elektricheskijh sistem* [Complex nonsymmetrical modes of electrical systems]. Irkutsk, Irkutsk University Publ., 2005. 273 p. (Rus).

11. Bardushko V.D. *Algoritmy kontrolja i optimizacii parametrov sistemy tjagovogo elektrosnabzhenija* [Algorithms for control and optimization of parameters of traction power supply system]. Irkutsk, IrIIT Publ., 2000. 108 p. (Rus).
12. Vajnshtejn L.M., Melnikov N.A. On the possibility of replacement schemes with mutual induction equivalent without mutual induction. *Elektrichestvo – Electricity*, 1965, no.5. pp. 16-18. (Rus).
13. Bykadorov A.L., Domanskij V.T. Calculation of the power supply system multiple-track plot. *Vestnik VNIIZhT – Vestnik of Railway Research Institute*, 1981, no.5. pp. 17-22. (Rus).
14. Domanskyi I.V. Prospects of development schemes and technical solutions to external power railway traction substations. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no.5(979), pp. 54-65. (Ukr).
15. Domanskyi I.V. Modes of operation of the system of traction power AC using reactive power compensation devices. *Elektrotehnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.3, pp. 59-66. (Rus).
16. Mamoshin R.R., Zelvyansky A.Ya. Calculation of traction power supply system in the phase coordinate system. *Vestnik VNIIZhT – Vestnik of Railway Research Institute*, 1986, no.2. pp. 16-18. (Rus).
17. German L.A. Tensor method for calculating the power supply system of railways. *Vestnik VNIIZhT – Vestnik of Railway Research Institute*, 1988. no.2. pp. 23-26. (Rus).
18. Miroshnichenko R.I. *Rezhimy raboty elektrificirovannyh uchastkov* [Operating modes of electrified sections]. Moscow, Transport Publ., 1982. 207 p.
19. German L.A., Goncharenko V.P. Modern longitudinal capacitive compensation scheme in the traction power supply. *Vestnik RGUPS – Bulletin of Rostov State Transport University*, 2013. no.2. pp. 12-17. (Rus).
20. *Pravyly ulashtuvannia systemy tiahovoho elektropostachannia zaliznyts Ukrainy. № TsE-0009: Zatv. Nakaz Ukrzaliznytsi 24.12.2004 r., № 1010-TsZ. / Min-vo transp. ta zviazku Ukrainy* [Terms ordering system Traction Power railways of Ukraine. Number IS-0009: approved. Order Railways year 24.12.2004., № 1010-CH. Ministry of Transport and Communications of Ukraine]. Kyiv, 2005. 80 p. (Ukr).

Поступила (received) 26.03.2015

Доманский Илья Валерьевич, к.т.н., доц.,
 Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»,
 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
 тел/phone +38 067 9621995, e-mail: dvt_nord@mail.ru

I.V. Domanskyi
 National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Development of methods of calculation of traction power supply systems and energy systems feeding them.

Currently, the cause deterioration of quality rating of electricity on tire traction substations AC can be either how mode of operation of power systems, industrial loads so and the impact of electric traction. The experience of energy surveys show that the loss from flow potential equalization currents in each the third plot between traction substations AC is amount to not less than 250 thousand kW·h per year. To select the optimum power and places location of the device longitudinal capacitive of compensation and decision other tasks it is necessary methodology of systems of calculation that takes into account the complex nature of the mutual influence of the quality of the electricity coming from the energy system of and the transportation process. In the paper proposed three options for calculation algorithms modes work of existing and perspective systems, traction power supply AC jointly with power supply their by energy systems, including the algorithm for calculating networks of different nominal voltages using the transformations; decomposition and synthesis of networks with different voltage levels; the iterations and probabilistic assessment of the impact of power mains. Developed the schemes formalization of graphs and the matrices of portions of the outer and traction power supply and method of selecting parameters and places location of the devices longitudinal capacitive of compensation, which are based on direct methods solving systems of linear algebraic equations with a dense banded and profile-sparse the matrix. Are generalized ways of formation and transformation of graphs of schemes traction power supply and feeding them energy systems and proposed the method of calculation the complex the moment of schemes, which increases the accuracy of calculating of flows power on traction networks to 1-2 % and allows you to select the optimal parameters and places location of the devices longitudinal capacitive of compensation. Analysis of the results of modeling and real modes of traction network shows that the efficiency of use longitudinal capacitive compensation is high on traction substations for which the resistance external electric power supply system of the is greater than 0.5 ohms, and the degree of compensation is within the allowable $K = 0.7$. References 20, figures 4.

Key words: traction power supply systems, energy systems, power, modes of traction, operation of power systems, external electric power supply system, longitudinal capacitive of compensation.

МЕТОД ВИЗНАЧЕННЯ СПРОМОЖНОСТІ «ОБМЕЖУВАЧА ПЕРЕНАПРУГ НЕЛІНІЙНОГО» ПОГЛИНАТИ ЕНЕРГІЮ БЕЗ ВТРАТИ ТЕПЛОВОГО БАЛАНСУ

На основі експериментально отриманих вольтамперних характеристик варисторів визначена напруга при якій обмежувач перенапруг нелінійний (ОПН) починає проводити активний струм, що дозволило отримати уточнену математичну модель для розрахунку енергії, що впливає на ОПН та розробити метод оцінювання спроможності ОПН підтримувати тепловий баланс на протязі всього строку експлуатації. Бібл. 18, рис. 5.

Ключові слова: варистор, обмежувач перенапруг нелінійний, методика, математична модель, напруга, вольтамперні характеристики, тепловий баланс.

На основе экспериментально полученных вольтамперных характеристик варисторов определено напряжение, при котором ограничитель перенапряжений нелинейный (ОПН) начинает проводить активный ток, что позволило получить уточненную математическую модель для расчета энергии, которая действует на ОПН и разработать метод оценки способности ОПН поддерживать тепловой баланс на протяжении всего срока эксплуатации. Библ. 18, рис. 5.

Ключевые слова: варистор, ограничитель перенапряжений нелинейный, методика, математическая модель, напряжение, вольтамперные характеристики, тепловой баланс.

Вступ. Найважливішою характеристикою варистора, що визначає його функціональні можливості, є його спроможність поглинати енергію перенапруг без втрати теплового балансу. Провідні виробники варисторів для обмежувачів перенапруг нелінійних (ОПН) наводять в каталогах значення активної потужності, яку варистор може розсіювати без втрати теплового балансу на протязі всього періоду експлуатації.

Слід нагадати, що варисторна колонка ОПН під час експлуатації постійно знаходиться під впливом напруги електричної мережі, це призводить до постійного протікання через неї струму, який викликає втрати активної потужності. Ці втрати обумовлені наявністю різних видів поляризації та інших процесів, що є характерними для напівпровідників виготовлених на основі оксидноцинкової кераміки. Напруга, що діє в електричній мережі може містити гармонійні складові. Наявність у складі напруги вищих гармонік впливає на значення втрат активної потужності у колонці варисторів ОПН. Такий вплив може призводити до порушення теплового балансу ОПН. Тому для більш детального вивчення питання визначення втрат активної потужності в зоні струмів витоку вольтамперної характеристики (ВАХ) та їх вибору в мережах з низькою якістю електричної енергії, необхідно мати можливість розрахувати енергію, яку ОПН може поглинати на протязі всього часу експлуатації при дії найбільшої робочої напруги електричної мережі без порушення теплового балансу.

Аналіз публікацій. Усі дослідження та розрахунки енергії, що поглинає ОПН, як правило стосуються робочої зони ВАХ варистора та детально викладені в роботах [1 – 7, 12 – 15]. Однак аналізу роботи ОПН в зоні струмів витоку ВАХ дослідники приділяють дуже мало уваги та публікації на цю тему практично відсутні. В той же час подібний аналіз є необхідним для визначення спроможності ОПН залишатися під впливом найбільшої робочої напруги електричної мережі без порушення теплового балансу. Особливо актуальним це питання є для мереж з низькою якістю електричної енергії. Це викликано тим, що за наявності в мережі вищих гармонік напруги втрати активної

енергії в ОПН можуть стати значними та перевищити допустимі значення.

Метою роботи є розроблення методу визначення спроможності обмежувача перенапруг нелінійного поглинати енергію без втрати теплового балансу в режимах довгострокового прикладення робочої напруги, який дозволить виконувати аналіз їх роботи в умовах порушень якості електричної енергії.

Метод рішення. Для отримання значень енергії, що проходить скрізь ОПН необхідно мати можливість визначити значення струму за значенням напруги в зоні струмів витоку ВАХ. Нами проведено розрахунки енергії, що проходить скрізь ОПН за визначені відрізки часу на базі отриманих експериментально ВАХ. Характерні результати наведено на рис. 1.

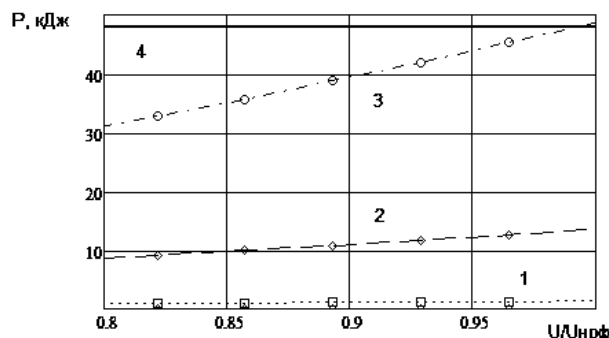


Рис. 1 Залежність активної потужності від величини фазної напруги, віднесеної до найбільшої фазної робочої напруги для ОПН, з максимальною робочою напругою 12 кВ:

- 1 – при дії напруги на протязі 1000 с;
- 2 – при дії напруги на протязі 10000 с;
- 3 – при дії напруги на протязі 36000 с;
- 4 – граничне значення потужності, що ОПН може розсіяти

Граничне значення активної потужності, яку ОПН може розсіяти розраховано в даному випадку за каталожними даними виробника за наступним виразом:

$$W_{гр} = W_{пит} \times U_{нр}, \quad (1)$$

де $W_{гр}$ – гранична потужність при дії якої ОПН втрачає тепловий баланс; $W_{пит}$ – питома енергія ОПН; $U_{нр}$ – найбільша діюча напруга мережі.

Як видно з рис. 1 вже за 36000 с (за 10 годин) буде порушено тепловий баланс ОПН, що призведе до його руйнування та виникнення аварійної ситуації в електричній мережі. Досвід експлуатації ОПН в електричних мережах світу та України показує, що подібні випадки при дотриманні умов якості електричної енергії в мережі трапляються досить рідко. Розрахунковим часом по аналогії з графіком напруга час (рис. 2) можна вважати 100000 с.

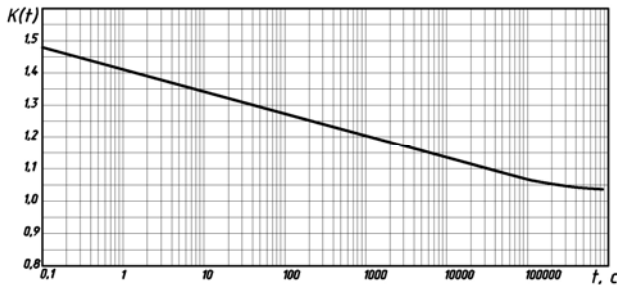


Рис. 2. Типова характеристика «напруга-час» ОПН 6-35 кВ ($I_n = 10$ кА) при попередній дії двох нормованих імпульсів струму пропускної здатності тривалістю 2000 мкс

Отримані результати ілюструють, що розрахунки енергії, яка виділиться в ОПН, та виконані за виразом

$$w(t) = \int_0^t p(t) dt = \int_0^t u(t) \cdot i(t) dt,$$

де $p(t)$ – миттєве значення активної потужності; $u(t)$ – миттєве значення напруги; $i(t)$ – миттєве значення струму;

дають суттєву похибку та не співпадають з результатами отриманими при аналізі схем заміщення ОПН

Значення розрахованих потужностей набагато перевищують ті, що були отримані при використанні виразу:

$$P = \frac{U^2 \omega \pi r^2 \varepsilon \varepsilon_0 t g \delta}{h},$$

де P – потужність що виділена в ОПН; r – радіус обкладки ОПН; ε – відносна діелектрична проникність ОПН; h – висота колонки варисторів ОПН; $t g \delta$ – тангенс кута діелектричних втрат; ε_0 – абсолютна діелектрична проникність.

Цей факт спонукав до пошуків чинників, які спроможні впливати на отримані результати. На першому місці серед інших стоїть та обставина, що при виконанні розрахунків енергії не були враховані діелектричні властивості варисторної кераміки в зоні струмів витоку ВАХ. Врахувавши дані вимірів ємностей та $t g \delta$ можна виконати розрахунки енергії, що розсіяна у ОПН з урахуванням діелектричних властивостей варисторної кераміки. Результати таких розрахунків наведені на рис. 3, з якого добре видно, що значення енергії у випадку врахування діелектричних властивостей варисторної кераміки час до втрати ОПН теплового балансу суттєво зростає. Так для наведеного на рис. 3 типу ОПН він становить більше 600000 с (166,67 годин), що можна вважати практично безкінечністю.

Отримані результати не враховують тієї обставини, що при виконанні розрахунків нами не було розглянуто явище випромінювання енергії з поверхні ОПН під

час тривалого у часі впливу найбільшої робочої напруги електричної мережі в процесі його експлуатації. Експериментальні дослідження часу охолодження ОПН після впливу імпульсів великих струмів свідчать про досить повільне зменшення їх температури (10 – 30 хвилин). Однак час охолодження, під час подібних випробувань, ОПН набагато менший ніж отриманий нами під час розрахунку енергії що впливає на нього при роботі в зоні струмів витоку ВАХ [3, 6].

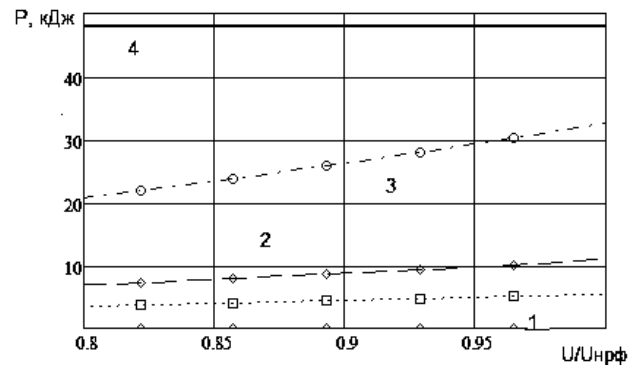


Рис. 3. Залежність активної потужності від величини фазної напруги віднесеної до найбільшої фазної робочої напруги для ОПН з максимальною робочою напругою 12 кВ з урахуванням діелектричних властивостей варисторної кераміки:

- 1 – при дії напруги на протязі 100000 с;
- 2 – при дії напруги на протязі 200000 с;
- 3 – при дії напруги на протязі 600000 с;

4 – граничне значення потужності, що ОПН може розсіяти

Слід зазначити, що отримані значення розрахункових енергій погано корелюються зі значеннями потужностей отриманих під час аналізу схем заміщення ОПН. Так, наприклад, для ОПН ТЕЛ 10/12 було отримано значення втрат активної потужності 0,1193 Вт, а розраховане без урахування діелектричних властивостей варисторної кераміки значення дорівнює 1,3528 Дж·с, що набагато перевищує отримане за розрахунками по схемам заміщення [1, 2, 17, 18] Урахування діелектричних властивостей варисторної кераміки призвело до зменшення величини активної потужності до значення 0,05411 Дж·с, яке суттєво менше отриманого при аналізі схем заміщення ОПН. Такі результати виявили недосконалість використаної моделі ОПН при розрахунках енергії за ВАХ. Це вказує на необхідність удосконалення розрахункової математичної моделі ОПН у зоні струмів витоку ВАХ та методу визначення активної потужності, яку він розсіює.

Подальший аналіз, отриманих експериментально ВАХ варисторів та літературних джерел, дозволив зробити важливий висновок, що діелектричні властивості варисторної кераміки впливають на величину втрат активної потужності у ОПН тільки коли активна складова струму витоку дуже мала. Це підтверджують вольтфарадні характеристики варисторів різних класів напруги. Характерні вольтфарадні характеристики варисторів наведені на рис. 4.

Значення напруги у маркуванні варисторів дорівнює найбільшій припустимій робочій напрузі даного типу варистора. Як видно з рис. 4 ємність варисторів залишається не змінною практично у всьому діапазоні робочих напруг. Однак при наближенні значень

напруги до найбільших припустимих значень ємність варисторів дуже швидко зменшується до нульових значень. Такий вигляд вольтфарадних характеристик варисторів обумовлений тим, що в структурі варисторної кераміки при підвищенні напруги з'являються кола, які проводять електричний струм. Таким чином, варистор перетворюється на провідник і втрачає активної потужності в ньому визначаються внутрішнім опором та діючою напругою. Подібна властивість варисторів та ОПН в цілому обумовлює необхідність урахування, як діелектричних так і провідних властивостей варисторної кераміки при аналізі роботи ОПН в зоні струмів витоку ВАХ. Наведені результати демонструють необхідність уточнення математичної моделі та методу для визначення енергії, що розсіює ОПН в зоні струмів витоку ВАХ з їх урахуванням.

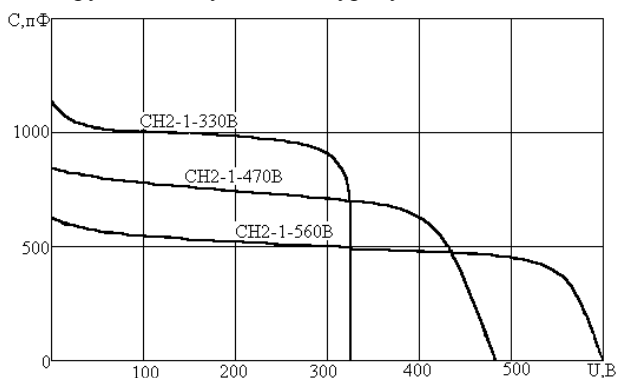


Рис. 4. Приклади вольтфарадних характеристик варисторів різних класів напруги [8 – 11, 15, 16]

Для подібного удосконалення вказаної математичної моделі необхідно визначити величину напруги при дії, якої варистор перетворюється на провідник. Детальне вивчення ВАХ варисторів, в зоні струмів витоку, дозволило отримати значення такої напруги у відносних одиницях. Для визначення такого значення напруги наведемо характерні ВАХ отримані у результаті експерименту.

З рис. 5 добре видно, що значення відношення діючої напруги до найбільшої робочої мережі, що дорівнює 0,65. ВАХ усіх досліджених варисторів практично ідентичні, а після цього значення вони починають суттєво розрізнятися. Такий вигляд ВАХ спостерігався для всіх видів досліджених варисторів різних типів, розмірів та виробників. Розбіжності ВАХ мають місце тому, що структура варисторної кераміки в кожному конкретному варисторі має індивідуальний вигляд. У одних варисторів кількість кіл, що проводять активний струм може бути більшою або меншою тому величина струму в зоні струмів витоку ВАХ ОПН може набагато відрізнятись та має унікальний вигляд для кожного окремо взятого варистора.

На базі вище викладеного існує можливість удосконалення математичної моделі та методу для визначення енергії, що розсіює ОПН в зоні струмів витоку ВАХ з урахуванням того, що при дії напруги, яка становить 65 % від найбільшої робочої напруги мережі ОПН практично перетворюється у провідник. Тому математичну модель для визначення енергії, що розсіює ОПН в зоні струмів витоку ВАХ можна записати наступним чином:

$$U < 0,65 \cdot U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^t u(t) \cdot i(t) dt; \quad (2)$$

$$U \geq 0,65 \cdot U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^t u(t) \cdot i(t) dt.$$

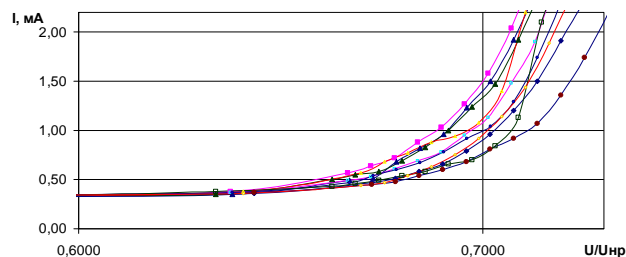


Рис. 5. Характерні ВАХ пар варисторів 5 кВ виробництва АВВ

Таке удосконалення математичної моделі для визначення енергії, що розсіює ОПН в зоні струмів витоку ВАХ, дозволить врахувати обидва стани ОПН, а саме коли він є діелектриком та коли він стає провідником, та розробити метод оцінювання спроможності ОПН підтримувати тепловий баланс на протязі всього строку експлуатації. Суть такого методу полягає в тому, що для визначення спроможності роботи ОПН без втрати теплового балансу, повинна бути розрахована енергія, що виділяється в ньому на протязі однієї секунди, при дії найбільшої робочої напруги мережі (2). Отримане значення енергії повинно бути меншим за припустимі втрати активної потужності зазначені в каталозі виробника варисторів. У випадку коли ОПН складається з декількох варисторів каталожні дані потужності для них мають бути додані одне до одного. Вираз та умови розрахунку енергії, що виділяється в ОПН на протязі однієї секунди, при дії найбільшої робочої напруги мережі, визначаються за наступним виразом:

$$U < U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^1 tg\delta \cdot u(t) \cdot i(t) dt; \quad (3)$$

$$U \geq U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^1 u(t) \cdot i(t) dt.$$

Використання такого методу визначення спроможності ОПН працювати без втрати теплового балансу дозволить на етапі вибору отримати його відповідний тип. На етапі виготовлення виробник, використавши наведений метод, може визначити у яких випадках може бути використаний даний тип ОПН, а також, при наявності інформації, про умови експлуатації, змінити необхідним чином його конструкцію та властивості.

Як свідчать виконані розрахунки з використанням наведеного методу та відповідно удосконаленої математичної моделі, для різних типів ОПН всі вони повинні нормально працювати в умовах мереж з якістю електричної енергії, яка відповідає ГОСТ. У разі низької якості електричної енергії в електричній мережі, ситуація докорінно змінюється. Вираз (3) в такому випадку може бути записаний наступним чином:

$$U < 0,65 \cdot U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^1 \sum_0^k tg\delta_k \times p_k(t) = \sum_0^k \int_0^1 tg\delta_k \cdot u_k(t) \cdot i_k(t) dt; \quad (4)$$

$$U \geq 0,65 \cdot U_{\text{нр}} \quad w(t) = \int_0^1 \sum_0^k p_k(t) = \sum_0^k \int_0^1 u_k(t) \cdot i_k(t) dt,$$

де k – номер гармонійної складової.

Вираз (3) представляє з себе удосконалену математичну модель для розрахунку суми втрат активних потужностей, які обумовлені діючими в мережі гармонійними складовими напруги. Така модель дозволяє реалізувати метод визначення спроможності ОПН, не втрачати теплового балансу на протязі всього періоду експлуатації в мережах з низькою якістю електричної енергії на етапі проектування захисту її від перенапруг. Можливість оцінювання спроможності ОПН витримувати впливи гармонійних коливань на етапі вибору та проектування є дуже важливою тому, що розвиток адаптивних систем керуючих процесами передавання та розподілу електричної енергії призводить до появи в мережі досить великої кількості вищих гармонік. Сучасні електричні мережі досить часто мають низьку якість електричної енергії за рахунок наявності в них неоднорідностей, які призводять до появи гармонійних коливань. Розроблений метод дозволяє проводити розрахунки енергії, що розсіюється в ОПН, при дії найбільшої робочої напруги в процесі експлуатації, та контролювати можливість порушення теплового його балансу не тільки за наявності в мережі гармонійних коливань, а й у випадку виникнення так званих інтергармонік напруги. Як показує практика, в мережах України досить часто виникають гармонійні та інтергармонійні коливання, що може призводити до виходу з ладу ОПН.

Висновки.

1. В роботі удосконалена математична модель для розрахунку енергії, що впливає на ОПН під час його довготривалої експлуатації.
2. Розроблено метод оцінювання спроможності ОПН підтримувати тепловий баланс на протязі всього строку експлуатації.
3. На основі експериментально отриманих ВАХ варисторів визначена напруга, при якій ОПН починає проводити активний струм, що дозволило отримати уточнену математично модель для розрахунку енергії, що впливає на ОПН та розробити метод оцінювання спроможності ОПН підтримувати тепловий баланс на протязі всього строку експлуатації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Хинрихсен Фолькер. Металлооксидные ограничители. Основы. – АО «Сименс», 2000. – 111 с.
2. IEEE Working Group 3.4.11 Modeling of metal oxide surge arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1992. – vol.7. – no.1. – pp. 302-309.
3. Darveniza M., Roby D., Tumma L.R. Laboratory and analytical studies of the effects of multipulse lightning current on metal oxide arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1994. – vol.9. – no.2. – pp. 764-771. doi: 10.1109/61.296255.
4. Darveniza M., Tumma L.R., Richter B., Roby D. Multipulse lightning currents and metal-oxide arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1997. – vol.12. – no.3. – pp. 1168-1175. doi: 10.1109/61.636934.
5. ABB MWK Surge Arrester Datasheet, Medium Voltage Products & Systems. Catalog 2011. Режим доступа: <http://new.abb.com/high-voltage/surge-arresters/medium-voltage-arresters>.
6. Magro M.C., Giannetoni M., Pinceti P. Validation of ZnO surge arresters model for overvoltage studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 2004. – vol.19. – no.4. – pp. 1692-1695. doi: 10.1109/tpwr.2004.832354.

7. Pinceti P., Giannetoni M. A simplified model for zinc oxide surge arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1999. – vol.14. – no.2. – pp. 393-398. doi: 10.1109/61.754079.
8. Exlim. Техническая информация. Руководство по выбору высоковольтных ограничителей перенапряжений производства фирмы АББ. – ЗАО АББ УЭТМ, 1996. – 24 с.
9. Ozgür U., Hofstetter D., Morkoç H. ZnO Devices and applications: A review of current status and future prospects. *Proceedings of the IEEE*. – 2010. – vol.98. – no.7. – pp. 1255-1268. doi: 10.1109/jproc.2010.2044550.
10. Khomchenko V.S., Kryshtab T.G., Savin A.K., Zavyalova L.V., Roshchina N.N., Rodionov V.E., Lytvyn O.S., Kushnirenko V.I., Khachatryan V.B., Andraça-Adame J.A. Fabrication and Properties of ZnO:Cu and ZnO:Ag Thin Films. Superlattices and Microstructures. – 2007. – vol.42. – no.1-6. – pp. 94-98. doi: 10.1016/j.spmi.2007.04.016.
11. Goedde G.L., Kojovic L.A., Woodworth J.J. Surge arrester characteristics that provide reliable overvoltage protection in distribution and low-voltage systems. 2000 Power Engineering Society Summer Meeting (Cat. No.00CH37134). – 2000. doi: 10.1109/pess.2000.867361.
12. Kim I., Funabashi T., Sasaki H., Hagiwara T., Kobayashi M. Study of ZnO surge arrester model for steep front wave. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1996. – vol.11. – no.2. – pp. 834-841. doi: 10.1109/61.489341.
13. Fernández F., Diaz R. Metal oxide surge arrester model for fast transient simulations. The Int. Conf. on Power System Transients IPST'01, 20-24 June 2001, Rio De Janeiro, Brazil. Paper №01IPST056. Режим доступа: http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2001/01IPST056.pdf.
14. Nakada K., Yokoyama S., Yokota T., Asakawa A., Kawabata T. Analytical study on prevention for distribution arrester outages caused by winter lightning. *IEEE Transactions on Power Delivery*. – 1998. – vol.13. – no.4. – pp. 1399-1404. doi: 10.1109/61.714514.
15. Berger K., Anderson R.B., Kroninger H. Parameters of lightning flashes. *Electra*. – 1975. – vol.41. – pp. 23-37.
16. Гриб О.Г., Шевченко С.Ю., Гапон Д.А., Иерусалимова Т.С., Жданов Р.В. Работа средств защиты от перенапряжения при наличии в электрических сетях высших гармоник. *Вісник НТУ «ХПИ»*. – 2014. – №41(1084). – С. 78-86.
17. Выбор, испытание и применение металлооксидных ограничителей перенапряжений в сетях среднего напряжения. Правила выбора. ABB High Voltage Technologies Ltd. – Швейцария, Веттинген, Май, 1994.
18. Металлооксидные ограничители перенапряжений. Выбор ограничителей перенапряжений и их применение в распределительных сетях среднего напряжения: Информация Тайко Электроникс Райхем Гмбх. – Киев, 2011. – 18 с.

REFERENCES

1. Hinrichsen V. *Metal-oxide surge arresters. Basics*. JSC «Siemens», 2000. 111 p. (Rus).
2. IEEE Working Group 3.4.11. Modeling of metal oxide surge arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1992, vol.7, no.1, pp. 302-309. doi: 10.1109/61.108922.
3. Darveniza M., Roby D., Tumma L.R. Laboratory and analytical studies of the effects of multipulse lightning current on metal oxide arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1994, vol.9, no.2, pp. 764-771. doi: 10.1109/61.296255.
4. Darveniza M., Tumma L.R., Richter B., Roby D. Multipulse lightning currents and metal-oxide arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1997, vol.12, no.3, pp. 1168-1175. doi: 10.1109/61.636934.
5. *ABB MWK Surge Arrester Datasheet, Medium Voltage Products & Systems. Catalog 2011*. Available at: <http://new.abb.com/high-voltage/surge-arresters/medium-voltage-arresters> (accessed 13 May 2012).

6. Magro M.C., Giannettoni M., Pinceti P. Validation of ZnO surge arresters model for overvoltage studies. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 2004, vol.19, no.4, pp. 1692-1695. doi: 10.1109/tpwrd.2004.832354.
7. Pinceti P., Giannettoni M. A simplified model for zinc oxide surge arresters. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1999, vol.14, no.2, pp. 393-398. doi: 10.1109/61.754079.
8. Exlim. *Technical information. Guidance on the selection of high-voltage surge arresters produced by ABB*. Company ABB UETM, 1996. 24 p. (Rus).
9. Ozgür U., Hofstetter D., Morkoç H. ZnO Devices and applications: A review of current status and future prospects. *Proceedings of the IEEE*, 2010, vol.98, no.7, pp. 1255-1268. doi: 10.1109/jproc.2010.2044550.
10. Khomchenko V.S., Kryshab T.G., Savin A.K., Zavyalova L.V., Roshchina N.N., Rodionov V.E., Lytvyn O.S., Kushnirenko V.I., Khachatryan V.B., Andraca-Adame J.A. Fabrication and Properties of ZnO:Cu and ZnO:Ag Thin Films. *Superlattices and Microstructures*, 2007, vol.42, no.1-6, pp. 94-98. doi: 10.1016/j.spmi.2007.04.016.
11. Goedde G.L., Kojovic L.A., Woodworth J.J. Surge arrester characteristics that provide reliable overvoltage protection in distribution and low-voltage systems. *2000 Power Engineering Society Summer Meeting* (Cat. no.00CH37134), 2000. doi: 10.1109/pess.2000.867361.
12. Kim I., Funabashi T., Sasaki H., Hagiwara T., Kobayashi M. Study of ZnO surge arrester model for steep front wave. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1996, vol.11, no.2, pp. 834-841. doi: 10.1109/61.489341.
13. Fernández F., Diaz R. Metal oxide surge arrester model for fast transient simulations. *The Int. Conf. on Power System Transients IPST'01*, 20-24 June 2001, Rio De Janeiro, Brazil. Paper №01IPST056. Available at: http://www.ipstconf.org/papers/Proc_IPST2001/01IPST056.pdf (accessed 18 September 2013).
14. Nakada K., Yokoyama S., Yokota T., Asakawa A., Kawabata T. Analytical study on prevention for distribution arrester outages caused by winter lightning. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1998, vol.13, no.4, pp. 1399-1404. doi: 10.1109/61.714514.
15. Berger K., Anderson R.B., Kroninger H. Parameters of lightning flashes. *Electra*, 1975, vol.41, pp. 23-37.
16. Gryb O.G. Shevchenko S.Yu., Gapon D.A., Ierusalimova T.S., Zhdanov R.V. Bot protection surge in power in the presence of higher harmonics. *Visnyk NTU «KhPI» – Bulletin of NTU «KhPI»*, 2014, no.41(1084), pp. 78-86. (Rus).
17. *Selecting, testing and application of metal oxide surge arresters in medium voltage networks. Selection Rules*. ABB High Voltage Technologies Ltd. Switzerland, Vetingen, May 1994. (Rus).
18. *Metal oxide surge arresters. Selection of surge arresters and their application in the distribution networks of medium voltage: Info Tyco Electronics*. Kyiv, 2011. 18 p. (Rus).

Надійшла (received) 16.04.2015

Шевченко Сергій Юрійович, к.т.н., проф.,
Національний технічний університет
«Харківський політехнічний інститут»,
61002, Харків, вул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076977, e-mail: syurik42@rambler.ru

S.Yu. Shevchenko

National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

A method of determining the ability of the arrester to absorb energy without breaking the heat balance.

Purpose. The aim of this study is to obtain a method for determining the capacity surge arrester nonlinear absorb energy without breaking the heat balance in modes of long-term application of operating voltage, which allows for analysis of their work in terms of violations as electricity. **Methodology.** For values of the energy passing through the arrester must be able to determine the current value for the voltage value in the area of leakage current-voltage characteristics. We have carried out calculations of the energy passing everywhere arrester for certain periods of time based on the current-voltage characteristics obtained experimentally. Analysis of the experimental current-voltage characteristics of resistors and literature led to the important conclusion that the dielectric properties of the ceramic varistor affect the value of active power losses in the arrester only when the active component of the leakage current is very small. This is confirmed by the characteristics of different classes of varistor voltage. This property of varistors and surge arresters shows the need to consider how the dielectric and conductive properties of the varistor ceramics in the analysis of work in the area of the arrester leakage current-voltage characteristic. These results demonstrate the need to clarify the mathematical model and the method for determining the energy dissipates in the area of the arrester leakage current CVC with their account. **Results.** The study, an improved mathematical model for calculating energy affects surge arrester during its working life. The study obtained the method, of evaluation capacity surge arrester, maintains heat balance throughout working life. Based on experimentally obtained current-voltage characteristic of the varistors is defined voltage at which surge arrester starts conducting active current. This allowed to receive specified mathematical model for calculating energy affects surge arrester and develop a method of evaluation capacity surge arrester maintain heat balance throughout working life. References 18, figures 5. **Key words:** varistor, surge arrester, method, mathematical model, voltage, current-voltage characteristics, heat balance.