

«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 КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014 р.



«ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

- Klymenko B.V.** Editor-in-Chief, Professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" (NTU "KhPI"), Ukraine
Sokol Ye.I. Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, rector of NTU "KhPI", Ukraine
Rozov V.Yu. Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Director of State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine"(SI "ITPM NASU"), Kharkiv, Ukraine
- Batygin Yu.V.** Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bíró O. Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Bolyukh V.F. Professor, NTU "KhPI", Ukraine
Doležel I. Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
Féliachi M. Professor, University of Nantes, France
Gurevich V.I. Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Kildishev A.V. Associate Research Professor, Purdue University, USA
Kuznetsov B.I. Professor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine
Kyrylenko O.V. Professor, Member of NAS of Ukraine, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Podoltsev A.D. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine
Rainin V.E. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Rezynkina M.M. Professor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine
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»
Боев В.М. професор, НТУ «ХПІ»
Веприк Ю.М. професор, НТУ «ХПІ»
Гриб О.Г. професор, НТУ «ХПІ»
Гурин А.Г. професор, НТУ «ХПІ»
Данько В.Г. професор, НТУ «ХПІ»
Жемеров Г.Г. професор, НТУ «ХПІ»
Клепиков В.Б. професор, НТУ «ХПІ»
Кравченко В.І. професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ «ХПІ»
Мілих В.І. професор, НТУ «ХПІ»
Михайлов В.М. професор, НТУ «ХПІ»
Омельяненко В.І. професор, НТУ «ХПІ»
Пуйло Г.В. професор, ОНТУ, Одеса
Резинкін О.Л. професор, НТУ «ХПІ»
Сосков А.Г. професор, ХНУМГ імені О.М. Бекетова,
Ткачук В.І. професор, НУ "Львівська Політехніка"
Шинкаренко В.Ф. професор, Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут"

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

NATIONAL EDITORIAL BOARD*

- Klymenko B.V.** Editor-in-Chief, professor, NTU "KhPI"
Sokol Ye.I. Deputy Editor, corresponding member of NAS of Ukraine, rector of NTU "KhPI"
Rozov V.Yu. Deputy Editor, corresponding member of NAS of Ukraine, Director of SI "ITPM NASU"
- Grechko O.M.** Executive Managing Editor, Ph.D., NTU "KhPI"
Baranov M.I. Dr.Sc. (Eng.), NTU "KhPI"
Boev V.M. Professor, NTU "KhPI"
Vepryk Yu.M. Professor, NTU "KhPI"
Gryb O.G. Professor, NTU "KhPI"
Guryn A.G. Professor, NTU "KhPI"
Dan'ko V.G. Professor, NTU "KhPI"
Zhemerov G.G. Professor, NTU "KhPI"
Klepikov V.B. Professor, NTU "KhPI"
Kravchenko V.I. Professor, NTU "KhPI"
Milykh V.I. Professor, NTU "KhPI"
Mikhaylov V.M. Professor, NTU "KhPI"
Omelyanenko V.I. Professor, NTU "KhPI"
Puilo G.V. Professor, Odessa National Polytechnic University
Rezynkin O.L. Professor, NTU "KhPI"
Soskov A.G. Professor, O.M. Beketov National University
Tkachuk V.I. Professor, Lviv Polytechnic National University
Shynkarenko V.F. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute"

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

Адреса редакції / Editorial office address:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ «ХПІ», вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна
Dept. of Electrical Apparatus, NTU "KhPI", Kyrpychova Str., 21, Kharkiv, 61002, Ukraine

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2016
© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2016

Підписано до друку 23.12.2016 р. Формат 60 x 90 1/8. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2016. Ціна договірною.

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

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



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славенні імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 35: Лауреаты Нобелевской премии по физике за 1990–1994 гг. 3

Електричні машини та апарати

Кулинченко Г.В., Масленников А.М., Багута В.А. Исследование динамических параметров электропривода на базе двигателя с катящимся ротором 9

Матюшенко А.В. Анализ теплового состояния тягового вентильного двигателя с постоянными магнитами для шахтного электровоза 15

Милых В.И. Проектный синтез турбогенератора на основе численно-полевых расчетов при варьировании числа пазов статора 19

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Виниченко Е.В., Кобылянский Б.Б. Синтез систем активного экранирования магнитного поля воздушных линий электропередачи на основе многокритериальной оптимизации 26

Тугай Д.В. Методика выбора индуктивности фазных реакторов силового активного фильтра 31

Юшков Є.О. Моделювання режимів роботи суднової енергетичної установки комбінованого пропульсивного комплексу із системою керування на основі електронних регуляторів 39

Теоретична електротехніка та електрофізика

Баранов М.И., Рудаков С.В. Расчетно-экспериментальный метод исследования в металлическом проводнике с импульсным током волновых электронных пакетов и электронных полуволн де Бройля 45

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Беспрозванных А.В., Кессаев А.Г. Технологические и эксплуатационные факторы локального усиления напряженности электрического поля в силовом кабеле коаксиальной конструкции 54

Електричні станції, мережі і системи

Нижевский И.В., Нижевский В.И., Бондаренко В.Е. Экспериментальное обоснование метода измерения сопротивления заземляющего устройства 60

Саенко Ю.Л., Калюжный Д.Н. Идентификация линейной обобщенной нагрузки в трехфазной трехпроводной сети в задаче распределения фактических вкладов в точке общего присоединения 65

Хоменко И.В., Березка С.К., Поляков И.В. Анализ оптимальных режимов работы силовых трансформаторов в условиях эксплуатации 70

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 35: Nobel Prize Laureates in Physics for 1990-1994 3

Electrical Machines and Apparatus

Kulinchenko G.V., Maslennikov A.M., Baguta V.A. Research of dynamic parameters of the electric drive on the basis of rolling rotor motor 9

Matyushenko A.V. Analysis of thermal state of traction brushless permanent motor for mine electric locomotive 15

Milykh V.I. A turbo-generator design synthesis based on the numerical-field calculations at varying the number of stator slots 19

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V., Kobilyanskiy B.B. Synthesis of an active shielding system of the magnetic field of power lines based on multiobjective optimization 26

Tugay D.V. The phase reactor inductance selection technique for power active filter 31

Yushkov E.A. Modeling of operation modes of ship power plant of combined propulsion complex with control system based on electronic controllers 39

Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics

Baranov M.I., Rudakov S.V. Calculation-experimental method of research in a metallic conductor with the pulse current of electronic wavepackages and de Broglie electronic half-waves..... 45

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Bezprozvannyh G.V., Kyessayev A.G. The technological and exploitative factors of local increase of electric field strength in the power cable of coaxial design..... 54

Power Stations, Grids and Systems

Nizhevskiy I.V., Nizhevskiy V.I., Bondarenko V.E. The experimental validation of the grounding device resistance measurement method..... 60

Sayenko Yu.L., Kalyuzhniy D.N. Identification of generalized linear load in three-phase three-wire network in the problem of the distribution of actual contributions at the point of common coupling..... 65

Khomenko I.V., Berezka S.K., Poliakov I.V. Analysis of optimum operating modes of power transformers under operating conditions..... 70

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2016 рік – 289,26 грн., на два місяці – 48,21 грн., на чотири місяці – 96,42 грн., на шість місяців – 144,63 грн., на вісім місяців – 192,84 грн., на десять місяців – 241,05 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 Наказом МОН України № 1328 від 21 грудня 2015 р. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

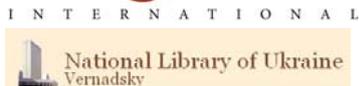
Починаючи з 2005 року згідно з договором між редакцією журналу «Електротехніка і Електромеханіка» та Всеросійським інститутом наукової та технічної інформації Російської академії наук (ВИНИТИ РАН), інформація про статті з журналу за відбором експертів ВИНИТИ розміщується у Реферативному журналі (РЖ)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

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

Електронна копія журналу «Електротехніка і Електромеханіка», зареєстрованому у Міжнародній системі реєстрації періодичних видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського і, починаючи з 2005 р., представлена на сайті бібліотеки (<http://nbuv.gov.ua/>) в розділі «Наукова періодика України», а також на офіційному сайті журналу (<http://eie.khpi.edu.ua/>).

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

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у 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 (<http://eie.khpi.edu.ua/>), розміщеному на платформі «Наукова періодика України» (<http://journals.urau.ua/>). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у першу чергу.

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 35: ЛАУРЕАТЫ НОБЕЛЕВСКОЙ ПРЕМИИ ПО ФИЗИКЕ ЗА 1990–1994 ГГ.

Наведено короткий аналітичний огляд основних наукових досягнень вчених світу, які відмічені Нобелівською премією по фізиці за період 1990-1994 рр. До числа таких досягнень увійшли результати піонерських досліджень по розсіянню релятивістських електронів на протонах і нейтронах, відкриття схожості фізики твердої матерії і фізики конденсованого стану речовини, створення революційного детектора елементарних частинок, відкриття нових пульсарів і нові можливості у вивченні гравітації, створення нейтронної спектроскопії і методу нейтронної дифракції. Бібл. 25, рис. 12.

Ключові слова: сучасна фізика, досягнення, розсіяння релятивістських електронів на важких частинках, фізика твердої матерії і конденсованого стану, мультieleктродний детектор елементарних частинок, нові пульсари і гравітація, нейтронна спектроскопія і дифракція, огляд.

Приведен краткий аналитический обзор выдающихся научных достижений ученых мира, отмеченных Нобелевской премией по физике за период 1990-1994 гг. В число таких достижений вошли результаты пионерских исследований по рассеянию релятивистских электронов на протонах и нейтронах, открытие сходств физики твердой материи и физики конденсированного состояния вещества, создание революционного детектора элементарных частиц, открытие новых пульсаров и новые возможности в изучении гравитации, создание нейтронной спектроскопии и метода нейтронной дифракции. Библ. 25, рис. 12.

Ключевые слова: современная физика, достижения, рассеяние релятивистских электронов на тяжелых частицах, физика твердой материи и конденсированного состояния, мультieleктродный детектор элементарных частиц, новые пульсары и гравитация, нейтронная спектроскопия и дифракция, обзор.

Введение. Всемирно известный шведский инженер, изобретатель взрывчатых веществ и бизнесмен Альфред Нобель (1833-1896 г.) завещал соответствующему Фонду 31,5 млн. шведских крон (на то время около 5 млн. долларов США) [1] для денежных вознаграждений будущих лауреатов Нобелевских премий, совершивших выдающиеся открытия в области физики и химии, а также добившихся выдающихся результатов в области физиологии (медицины), литературы и установления мира между народами. Заметим, что к первой Нобелевской премии по физике за 1901 г., врученной единолично выдающемуся немецкому физико-экспериментатору Вильгельму Конраду Рентгену (1845-1923 г.) «за открытие X-лучей (рентгеновских лучей)» [2], кроме золотой медали (рис. 1) и диплома по форме исполнения, аналогичной приведенной на рис. 2, полагался и чек на сумму 150 тыс. шведских крон [3]. Со временем сумма денежного вознаграждения на авторский коллектив (не более трех соавторов) этой престижной международной премии увеличивалась и в 2011 г. составляла уже 10 млн. шведских крон (1,3 млн. долларов США) [2, 3].



Рис. 1. Неизменный внешний вид аверса и реверса золотой медали лауреатов Нобелевской премии по физике [2, 3]

Учитывая важность научных результатов нобелевских лауреатов, профессиональный научный инте-

рес автора-электрофизика и научно-технический профиль нашего журнала, постараемся путем пяти коротких очерков в его пяти номерах изложить основные выдающиеся достижения в науке и технике только лауреатов Нобелевской премии по физике за современный период 1990-2015 гг.

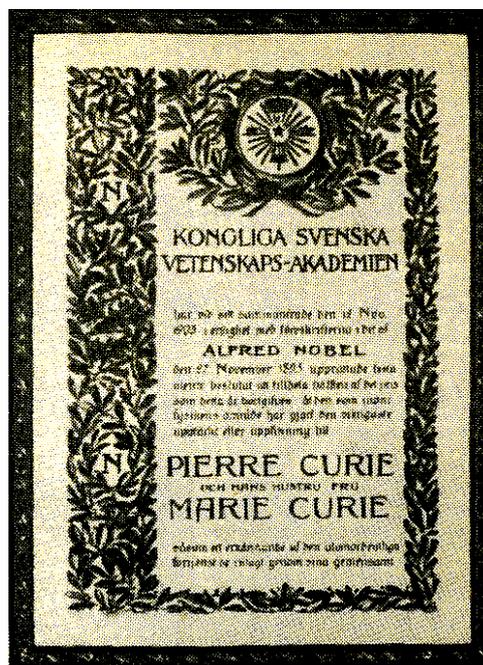


Рис. 2. Внешний вид диплома лауреатов Нобелевской премии по физике за 1903 г. выдающихся французских физиков-экспериментаторов Пьера и Марии Кюри [4, 5]

1. Рассеяние электронов на элементарных частицах и кварковая модель в физике частиц. В 1990 г. «за пионерские исследования глубоконеупругого рассеяния электронов на протонах и связанных нейтро-

нах, являющиеся существенно важными для разработки кварковой модели в физике частиц» американские физики-экспериментаторы Джером Айзек Фридман (рис. 3) и Генри Уэй Кендалл (рис. 4), и канадско-американский физик-экспериментатор Ричард Эдвард Тейлор (рис. 5) были удостоены наиболее значимой в науке Нобелевской премии по физике [2, 6-8].

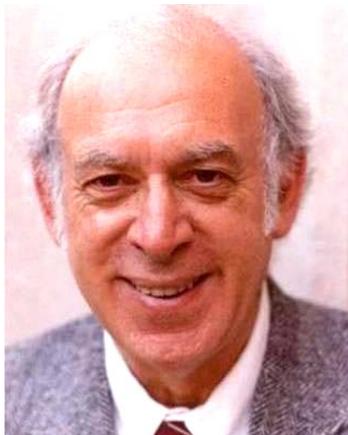


Рис. 3. Выдающийся американский физик-экспериментатор Джером Айзек Фридман (Jerome Isaac Friedman, 1930 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 1990 г.

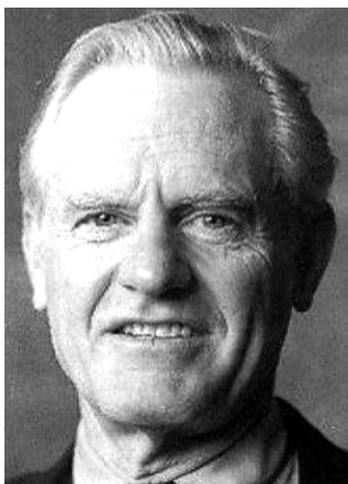


Рис. 4. Выдающийся американский физик-экспериментатор Генри Уэй Кендалл (Henry Way Kendall, 1926-1999 гг.), лауреат Нобелевской премии по физике за 1990 г.



Рис. 5. Выдающийся канадско-американский физик-экспериментатор Ричард Эдвард Тейлор (Richard Edward Taylor, 1929 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 1990 г.

В период 1967-1973 гг. Дж.А. Фридман [6] вместе со своими коллегами Г.У. Кендаллом [7] и Р.Э. Тейлором [8] провели комплекс важных в области физики высоких энергий экспериментальных исследований на только что запущенном в эксплуатацию (в 1967 г.) крупнейшем в мире Стэнфордском линейном ускорителе электронов на энергию до 21 ГэВ при длине его ускорительной вакуумной трубы в 2 мили (около 3200 м) [2, 5]. Целью этих работ было установление особенностей рассеяния ускоренных до релятивистских скоростей электронов вначале на протонах и в дальнейшем на связанных нейтронах. Предполагалось, что электроны, ускоренные в данном ускорителе заряженных частиц, до скоростей, близких к скорости света в вакууме, «пройдут» сквозь или «перепрыгнут» указанные элементарные частицы [6]. Однако на практике оказалось, что большинство подобных электронов «отскакивали» от протонов под разными углами. Причем, так, что у этих физиков-ядерщиков складывалась убежденность в том, что ускоренные электроны состоят из более мелких элементарных частиц, условно названных тогда «кварками» [6]. Согласно современным представлениям под «кварком» в физике элементарных частиц понимается гипотетическая элементарная частица с дробным электрическим зарядом ($1/3$ и $2/3$ заряда электрона $e_0=1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл), из которых, возможно, состоят элементарные частицы (например, адроны, включающие такие тяжелые частицы как барионы с полужелтым спином, масса которых не меньше массы протона), участвующие в сильных взаимодействиях [9, 10]. В результате обработки результатов выполненных пионерских экспериментов и классификации найденных частиц эти физики-ядерщики представили мировой научной общественности набор «кварков», названных [6]: верхний (up), нижний (down), очарованный (charm), странный (strange), истинный (truth) и красивый (beauty). Полученные ими на Стэнфордском линейном ускорителе электронов экспериментальные данные оказались крайне важными для разработки в новейшей физике кварковой структуры элементарных частиц [2, 6-8].

2. Открытие множества сходств физики твердой материи и физики конденсированного состояния вещества. В 1991 г. Нобелевской премией по физике был награжден французский физик Пьер-Жиль де Жен (рис. 6) «за обнаружение того, что методы, развитые для изучения явлений упорядоченности в простых системах, могут быть обобщены на жидкие кристаллы и полимеры» [2, 11]. Согласно данным, приведенным в [11], П.-Ж. де Жен с 1968 г. переключился на изучение жидких кристаллов. Со временем он становится ведущим ученым-физиком в области полимерных и коллоидных систем. В 1977 г. им была издана научная монография «Физика жидких кристаллов», являющаяся и по сей день базовым пособием в этой научной области [11]. Он является одним из основоположников физики жидких кристаллов. На его долю выпала честь стать пионером в области исследований физики мягких веществ – полимеров, сурфактантов, жидких кристаллов и коллоидных систем. Именно с участием П.-Ж. де Жена была открыта физико-химическая структура (сегнетоэлек-

трический смектик), положившая начало производству жидкокристаллических дисплеев для компьютеров, телевизоров и мобильных телефонов [11-13]. За множество фундаментальных разработок в области физики его называли «Ньютоном нашего времени» [2, 11].

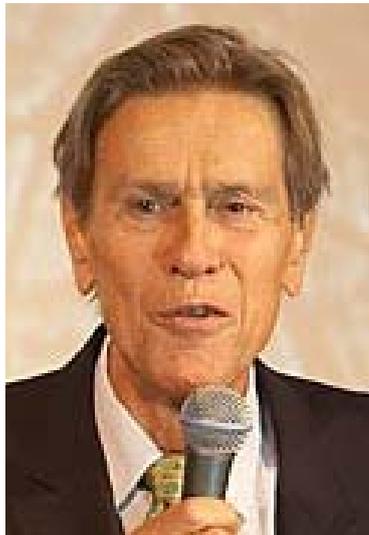


Рис. 6. Выдающийся французский физик Пьер-Жиль де Жен (Pierre-Gilles de Gennes, 1932-2007 гг.), лауреат Нобелевской премии по физике за 1991 г.

После получения «нобелевки» (так часто ученые называют Нобелевскую премию) П.-Ж. де Жен становится директором «École Supérieure de Physique et de Chimie Industrielles de la Ville de Paris» («ESPCI») – «Высшей школы промышленной физики и химии города Парижа» [11]. На данном высоком административном и научном посту он оставался до 2002 г. Много времени и сил он отдавал образовательным учреждениям Франции, делясь при этом с учащимися и студентами своими накопленными научными знаниями.

3. Изобретение пропорциональной камеры и детекторы элементарных частиц. В 1992 г. «за открытие и создание детекторов частиц, в частности многопроволочной пропорциональной камеры» французский физик-экспериментатор Жорж Шарпак (рис. 7) был удостоен Нобелевской премии по физике [14].



Рис. 7. Выдающийся польско-французский физик-экспериментатор Жорж Шарпак (Georges Charpak, 1924-2010 гг.), лауреат Нобелевской премии по физике за 1992 г.

У нашего очередного лауреата «нобелевки» Ж. Шарпака трудная для своего поколения и одновременно яркая человеческая судьба. Родился он в польской деревне Dąbrowica (ныне г. Дубровица, Украина) в еврейской семье польского происхождения. В 1931 г. его семья переехала в г. Париж. Во время Второй мировой войны участвовал в Движении Сопротивления, борясь против нацистской Германии. В период 1944-1945 гг. в тяжелых условиях пребывал в нацистском концентрационном лагере Дахау вблизи г. Мюнхена [15]. В 1945 г. после своего освобождения он поступил в парижскую «École des Mines» («Школу Шахт» или «Горную школу»), являвшуюся одним из самых престижных технических учебных заведений во Франции (с 1946 г. он натурализованный гражданин Франции). Получив в 1948 г. степень бакалавра, Ж. Шарпак приступил к работе в Национальном центре научных исследований и далее в научной лаборатории при «Collège de France» («Коллеж де Франс») выдающегося физика-ядерщика, лауреата Нобелевской премии по химии за 1935 г. (совместно со своей супругой Ирен Кюри – родной сестры Евы Кюри [4] «за открытие искусственной радиоактивности и синтез новых радиоактивных элементов») Фредерика Жолио-Кюри (1900-1958 гг.) [2, 5]. В 1954 г. он защищает докторскую диссертацию по результатам своей работы в данной лаборатории в области ядерной физики [15]. В 1959 г. Ж. Шарпак становится членом команды исследователей в Европейском центре ядерных исследований (CERN, г. Женева, Швейцария). Именно в этом научном центре Ж. Шарпак в 1968 г. и совершил свое важное научное открытие – создал мультитектронную пропорциональную камеру («камеру Шарпака») для детектирования элементарных частиц [16]. Соединение данной камеры (этого детектора) с компьютером, по словам самого изобретателя этого оригинального физико-технического устройства, увеличивало скорость сбора информации об исследуемых частицах в миллионы раз [16]. На сегодня ни один эксперимент в области физики высоких энергий не обходится без подобного «детектора Шарпака». Данное изобретение носило революционный характер в области физики элементарных частиц [2, 16].

4. Открытие новых пульсаров и новые возможности в изучении гравитации. В 1993 г. «за открытие нового типа пульсаров, давшее новые возможности в изучении гравитации» американские физики-астрономы Рассел Алан Халс (рис. 8) и Джоозеф Хотон Тейлор младший (рис. 9) получили Нобелевскую премию по физике [17, 18]. Своё астрономическое открытие, связанное с обнаружением во Вселенной двойного радиопульсара PSR B1913+16, Р.А. Халс и Дж.Х. Тейлор-млад. сделали в 1974 г., проводя совместные радиоастрономические наблюдения на уникальном радиотелескопе США «Аресибо» (рис. 10), установленном в Центральной Америке (в Пуэрто-Рико) и имеющем параболический алюминиевый перфорированный рефлектор диаметром в 305 м [17-19]. Напомним, что под «пульсарами» (этот термин происходит от англ. слова «pulsars» – «пульсирующие источники излучения» [9]) понимаются космические источники приходящего на Землю радио-, оптическо-

го, рентгеновского и гамма-излучения. У радиопульсаров, являющихся быстро вращающимися нейтронными звездами, периоды радиоимпульсов заключены в диапазоне (0,03-4) с [9]. У рентгеновских пульсаров, являющихся двойными звездами, где к первой нейтронной звезде перетекает вещество от второй обычной звезды, периоды их импульсов составляют от нескольких секунд до десятков [9]. Первые пульсары были открыты в 1967 г. (радиопульсар типа CP 1919 с периодом пульсации его направленного излучения в 1,33 с) учеными-астрономами Кембриджского университета (Англия) Энтони Хьюишем (1924 г. рождения) при участии его коллеги Джоселин Белл [20]. За это открытие Э. Хьюиши был удостоен Нобелевской премии по физике за 1974 г. [2]. В 1991 г. Р.А. Халс и Дж.Х. Тейлор-млад., по прошествии 17 лет своих тщательных астрофизических исследований указанного непрерывно изменяющегося в размерах двойного радиопульсара, благодаря измерению сокращающейся орбиты этой пары удивительных звезд нашли подтверждение общей теории относительности [2, 18]. Кроме того, в ходе данного изучения двойного пульсара типа PSR B1913+16 эти ученые-радиоастрономы сумели показать, что исследуемая ими система звезд возможно излучает гравитационные волны [18, 20].



Рис. 8. Выдающийся американский физик-астроном Рассел Алан Халс (Russell Alan Hulse, 1950 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 1993 г.



Рис. 9. Выдающийся американский физик-астроном Джозеф Хотон Тейлор, млад. (Joseph Hooton Taylor, Jr., 1941 г. рождения), лауреат Нобелевской премии по физике за 1993 г.



Рис. 10. Общий вид уникального радиотелескопа в Аресибо (установлен в естественной горной котловине), управляемого Корнеллским университетом и входящего в состав Национального центра по астрономии и ионосфере США [20]

5. Создание нейтронной спектроскопии и метода нейтронной дифракции. Нобелевская премия по физике за 1994 г. была присуждена канадскому физику-экспериментатору Бертраму Невиллу Брукхаузу (рис. 11) «за создание нейтронной спектроскопии» совместно и в равных долях с американским физико-экспериментатором Клиффордом Гленвудом Шуллером (рис. 12) «за создание метода нейтронной дифракции» [21, 22]. Тернистый научный путь для выходца из бедной семьи Б.Н. Брукхауза, прослужившего добровольцем на флоте Канады весь период Второй мировой войны, начался с его поступления в 1945 г. при содействии департамента поддержки ветеранов в университет британской Колумбии [21]. В 1950 г. Б.Н. Брукхауз защищает докторскую диссертацию и начинает работать в научной лаборатории Челк-Ривер, занимающейся проблемами получения и использования ядерной энергии. В 1955 г. Б.Н. Брукхауз вместе со своими сотрудниками, специализирующимися в области нейтронной физики, разрабатывает и создает трехосный нейтронный спектрометр [21, 23]. Спустя 10 лет плодотворной работы в области ядерной физики, он возглавляет отделение нейтронной физики в этой крупном канадском учреждении.



Рис. 11. Выдающийся канадский физик Бертрам Невилл Брукхауз (Bertram Neville Brockhouse, 1918-2003 гг.), лауреат Нобелевской премии по физике за 1994 г.

Талантливый канадский физик Б.Н. Брукхауз фактически создал новое направление в области нейтронной физики, связанное с измерением спектров быстрых и медленных нейтронов и иных элементарных частиц, включая квази-частицы (фотоны) [21, 23].

К.Г. Шульц после обучения в американском Технологическом институте Карнеги с 1937 г. подключился к работам научной группы на факультете физики Нью-Йоркского университета в области ядерной физики [22]. Перед ним и его коллегами была поставлена задача по созданию высоковольтного генератора по известной схеме Кокрофта-Уолтона [5] для ускорения дейтронов D (ядер изотопа водорода – дейтерия ^2H) до энергии в 200 кэВ [22]. Он участвовал в первых испытаниях этого генератора и в осуществлении с его помощью ядерных опытов вида D-D – реакций [24]. В 1941 г. К.Г. Шульц получает ученую степень доктора философии. С 1946 г. переключается на ядерную проблематику и переезжает в «закрытый» район вблизи реки Тенесси (США) для работы в знаменитой Окриджской национальной лаборатории [5, 22]. Здесь он совместно с американским физиком Эрнстом Волланом, умершим в 1984 г. и поэтому не разделившим доставшиеся К.Г. Шульцу почести от вручения ему в 1994 г. «нобелевки», создает элементарный двухосевой спектрометр для получения нейтронных дифракционных картин кристаллов и других материалов [25].



Рис. 12. Выдающийся американский физик-экспериментатор Клиффорд Гленвуд Шульц (Clifford Glenwood Shull, 1915-2001 гг.), лауреат Нобелевской премии по физике за 1994 г.

К.Г. Шульц с успехом изучает нейтронное когерентное рассеяние многими химическими элементами из периодической системы элементов Д.И. Менделеева [25]. Исследует динамическую дифракцию и распространение нейтронных волн в разнообразных кристаллах. В результате многолетнего плодотворного труда К.Г. Шульц фактически становится в физике основоположником структурной нейтронографии [2, 25]. Принято считать, что временной период, прошедший со времени создания в области нейтронной

физики метода нейтронной дифракции до вручения рассматриваемой высокой научной награды К.Г. Шульцу совместно с Б.Н. Брукхаузом, является пока самым большим в истории Нобелевских премий [24].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Зекцер Д.М. Евреи – лауреаты Нобелевской премии 1900-2013. – Х.: Типография «Мадрид», 2014. – 448 с.
2. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Феникс, 2006. – 1176 с.
3. <http://www.biguniverse.ru/posts/nobelevskaya-premiya-po-fizike-2011>.
4. Кюри Е. Мария Кюри / Пер. с франц. – М.: Атомиздат, 1979. – 320 с.
5. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 1. – Х.: НТМТ, 2011. – 311 с.
6. http://www.peoples.ru/science/physics/jerome_friedman.
7. https://ru.wikipedia.org/wiki/Кендалл,_Генри_Уэй.
8. <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/276481>.
9. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
10. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
11. <http://pomnipro.ru/memorypage11618/biography>.
12. https://ru.wikipedia.org/wiki/Жен,_Пьер_Жиль_де.
13. П.-Ж. де Жен. Мягкие вещества (Нобелевская лекция по физике от 12.12.1991 г.) // Успехи физических наук. – 1992. – Том 162. – Вып. 9. – С. 125-132. doi: 10.3367/ufnr.0162.199209c.0125.
14. https://ru.wikipedia.org/wiki/Шарпак,_Жорж.
15. http://www.peoples.ru/science/physics/georges_sharpak.
16. <http://www.profi-forex.org/wiki/george-shlapak.html>.
17. http://obook.ru/биография?n=191783_халс-рассел-алан.
18. <http://v-kosmose.com/velikie-astronomyi/dzhozef-teylor>.
19. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 2. – Х.: НТМТ, 2013. – 333 с.
20. Халс Р.А. Открытие двойного пульсара (Нобелевская лекция по физике от 08.12.1993 г.) // Успехи физических наук. – 1994. – Том 164. – Вып. 7. – С. 743-756. doi: 10.3367/ufnr.0164.199407d.0743.
21. http://www.peoples.ru/science/physics/bertram_neville_broc_khouse.
22. http://obook.ru/биография?n=202517_шалл-клиффорд.
23. Брукхауз Б.Н. Спектроскопия медленных нейтронов и Великий Атлас физического мира (Нобелевская лекция по физике от 08.12.1994 г.) // Успехи физических наук. – 1995. – Том 165. – Вып. 12. – С. 1381-1397. doi: 10.3367/ufnr.0165.199512d.1381.
24. <http://www.people.su/123480>.
25. Шульц К.Г. Раннее развитие физики нейтронного рассеяния (Нобелевская лекция по физике от 10.12.1994 г.) // Успехи физических наук. – 1995. – Том 165. – Вып. 12. – С. 1399-1402. doi: 10.3367/ufnr.0165.199512e.1399.

REFERENCES

1. Zektser D.M. *Evrei – laureaty Nobelevskoj premii 1900-2013* [Jewries – Nobel laureates of 1900-2013]. Kharkiv, Printing-house «Madrid», 2014. 448 p. (Rus).
2. Khramov Yu.A. *Istoriia fiziki* [History of Physics]. Kiev, Feniks Publ., 2006. 1176 p. (Rus).
3. Available at: <http://www.biguniverse.ru/posts/nobelevskaya-premiya-po-fizike-2011> (accessed 01 May 2012). (Rus).
4. Curie E. *Mariya Kjuri* [Mariya Curie]. Moscow, Atomizdat Publ., 1979. 320 p. (Rus).
5. Baranov M.I. *Antologija vydaiushchikhsia dostizhenii v nauke i tekhnike: Monografiia 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).

6. Available at: http://www.peoples.ru/science/physics/jerome_friedman (accessed 22 July 2014). (Rus).

7. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Henry_Way_Kendall (accessed 15 September 2014).

8. Available at: <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/276481> (accessed 06 June 2015). (Rus).

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

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

11. Available at: <http://pomnipro.ru/memorypage11618/biography> (accessed 10 May 2013). (Rus).

12. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Pierre-Gilles_de_Gennes (accessed 07 January 2014).

13. Gennes P.-G.-G. Myagkie veshchestva. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, 1992, vol.162, no.9, pp. 125-132. (Rus). doi: **10.3367/ufnr.0162.199209c.0125**.

14. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Georges_Charpak (accessed 12 November 2014).

15. Available at: http://www.peoples.ru/science/physics/georges_sharpak (accessed 18 September 2013). (Rus).

16. Available at: <http://www.profi-forex.org/wiki/george-shlapak.html> (accessed 23 May 2014). (Rus).

17. Available at: http://obook.ru/биография?n=191783_халс-рассел-алан (accessed 31 August 2012). (Rus).

18. Available at: <http://v-kosmose.com/velikie-astrofomi/dzhozef-teylor> (accessed 11 May 2010). (Rus).

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

20. Hulse R.A. Otkrytie dvoynogo pul'sara. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, 1994, vol.164, iss.7, pp.743-756. (Rus). doi: **10.3367/ufnr.0164.199407d.0743**.

21. Available at: http://www.peoples.ru/science/physics/bertram_neville_brockhouse (accessed 08 October 2012). (Rus).

22. Available at: http://obook.ru/биография?n=202517_шалл-клиффорд (accessed 15 February 2014). (Rus).

23. Brockhouse B.N. Spektroskopiya medlennykh neutronov i Velikii Atlas fizicheskogo mira. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, 1995, vol.165, no.12, pp. 1381-1397. (Rus). doi: **10.3367/ufnr.0165.199512d.1381**.

24. Available at: <http://www.people.su/123480> (accessed 19 June 2012). (Rus).

25. Shull C.G. Rannee razvitie fiziki neitronnogo rasseyaniya. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, 1995, vol.165, no.12, p. 1399-1402. (Rus). doi: **10.3367/ufnr.0165.199512e.1399**.

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,
НИПКИ «Молния»
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 7076841, e-mail: 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 35: Nobel Prize Laureates in Physics for 1990-1994.

Purpose. Implementation of brief analytical review of the distinguished scientific achievements of the world scientists-physicists, awarded the Nobel Prize in physics for period 1990-1994. **Methodology.** Scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of scientific and technical information of world level in area physics of elementary particles, physics of high energies, of astrophysics, of modern theoretical and experimental physics. **Results.** The brief analytical review of the scientific openings and distinguished achievements of scientists-physicists is resulted in area of modern physical and technical problems which were marked the Nobel Prize in physics for period 1990-1994. **Originality.** Systematization is executed with exposition in the short concentrated form of the known scientific and technical materials, devoted pioneer researches results on dispersion of relativism electrons on protons (neutrons), to opening of likenesses of physics of hard matter and physics of the condensed state of matter, creation of revolutionary detector of elementary particles, to opening of new pulsars and new possibilities in the study of gravitation, to creation of neutron spectroscopy and method of neutron diffraction. **Practical value.** Popularization and deepening of scientific and technical knowledges for students, engineer and technical specialists and research workers in area of modern theoretical and experimental physics, extending their scientific range of interests and cooperant further development of scientific and technical progress in human society. References 25, figures 12.

Key words: modern physics, achievements, dispersion of relativism electrons on heavy particles, physics of hard matter and condensed state, multielectrode detector of elementary particles, new pulsars and gravitation, neutron spectroscopy and diffraction, review.

Поступила (received) 23.02.2016

Г.В. Кулинченко, А.М. Масленников, В.А. Багута

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРОПРИВОДА НА БАЗЕ ДВИГАТЕЛЯ С КАТЯЩИМСЯ РОТОРОМ

Аналізуються динамічні параметри електроприводу на базі двигуна з ротором, що котиться. Точність позиціонування такого мехатронного модуля забезпечуються в результаті дослідження факторів, що визначають електромеханічну та електромагнітну сталі часу. Експериментальна оцінка часу перехідного процесу при керуванні позиціонуванням модуля дозволяє досліджувати вплив різних параметрів електроприводу на його динаміку. Бібл. 10, рис. 9.

Ключові слова: двигун з ротором, що котиться, стала часу, контроль позиціонування, динаміка.

Анализируются динамические параметры электропривода на базе двигателя с катящимся ротором. Точность позиционирования такого мехатронного модуля обеспечивается в результате исследования факторов, определяющих электромеханическую и электромагнитную постоянные времени. Экспериментальная оценка времени переходного процесса при управлении позиционированием модуля позволяет исследовать влияние различных параметров электропривода на его динамику. Библ. 10, рис. 9.

Ключевые слова: двигатель с катящимся ротором, постоянная времени, контроль позиционирования, динамика.

Введение. Определенный сегмент электропривода запорно-регулирующей арматуры (ЗРА) представляет собой мехатронный модуль, объединяющий в себе систему управления и исполнительный электрический механизм однооборотный (МЭО), который состоит из асинхронного двигателя и редуктора. Задачи улучшения технико-экономических показателей таких модулей предполагают поиск альтернативных исполнительных устройств, например, двигателей с катящимся ротором (ДКР). Кроме возможности совмещать функции электродвигателя и редуктора, что значительно улучшает эксплуатационные характеристики модуля, дополнительным преимуществом ДКР является достижение заданных пусковых моментов при относительно небольшом пусковом токе.

Основной тенденцией развития ДКР является наращивание мощности этих двигателей, поскольку их энергетические показатели работы улучшаются по мере увеличения мощности двигателей.

Исходя из задач совершенствования параметров ДКР, используемых в ЗРА, определяющую роль в исследовательских работах играют возможности получения крутящего момента, при котором исключается нарушение синхронного вращения и проскальзывания ротора относительно статора.

Постановка задачи. Определяя аспекты исследований динамических параметров ДКР, отметим, что методы и технологии моделирования определяются спецификой объекта моделирования. Специфичным для ДКР, который работает в приводе ЗРА, является универсальный динамический показатель, который характеризует быстрдействие – его приемистость Π [1]:

$$\Pi = M_r^2 / J_r, \quad (1)$$

где M_r – вращающий момент ДКР; J_r – момент инерции ротора ДКР.

Оценка динамических характеристик электропривода может производиться по времени разгона и остановки двигателя в заданной позиции, учитывая момент сопротивления и момент инерции нагрузки на валу ДКР.

Такая постановка задачи является типичной для шаговых [2], асинхронных [3] и двигателей постоянного тока, используемых в мехатронных системах [4].

Особенности формирования вращающего момента ДКР [1] – малые угловые перемещения вала

двигателя при заданных управляющих воздействиях, не позволяют использовать упомянутые подходы для оценки динамических параметров электропривода на базе ДКР в старт-стопных режимах.

Актуальность исследований вытекает из возможностей увеличения вращающего момента ДКР до значений, которые реализуются в МЭО с использованием редуктора. Такое определение актуальности работ обусловлено преимуществом эксплуатационных параметров ДКР над параметрами МЭО. Процесс адекватного сравнения данных по динамике старт-стопных режимов тормозится несовершенством методики оценки динамических параметров электропривода, особенно при случайном характере позиционирования ЗРА (регулирование положения задвижки). Результаты моделирования режимов функционирования ЗРА дают возможности получить данные, которые необходимы, как для совершенствования алгоритмов управления электроприводом на базе ДКР, так и оптимизации его конструкции.

Известные математические модели ДКР [5], базирующиеся на уравнениях, описывающих электромагнитные процессы электрической машины [6], позволяют совершенствовать конструкцию ДКР по результатам анализа углового перемещения ротора на высоких и низких частотах вращения в стационарных режимах.

При исследовании влияния режимов коммутации катушек обмотки статора ДКР на его вращающий момент показано, что в условиях изменяющейся нагрузки [7] именно его динамические характеристики определяют эксплуатационные возможности преобразователя в различных сферах. Посредством выбора параметров режимов коммутации, для заданной конструкции ДКР, получают требуемую частоту вращения при разных моментах сопротивления на валу двигателя.

Более эффективной для оценки динамических параметров ДКР представляется имитационная модель [8], в которой в результате решения уравнения

$$U(t) = \frac{\partial \Phi(i, v)}{\partial i} \frac{di}{dt} + \frac{\partial \Phi(i, v)}{\partial v} \frac{dv}{dt} + R \cdot i, \quad (2)$$

где $U(t)$ – питающее напряжение; i – ток в обмотке; Φ – магнитный поток, созданный обмоткой статора; R – активное сопротивление обмотки; v – угол пово-

рота ротора, можно получить значения электромагнитного момента M_e в зависимости от угла поворота:

$$M_e(i, \nu) = \frac{\partial \int_0^i \Phi(i, \nu) di}{\partial \nu}. \quad (3)$$

Позиция ротора, определяемая значением угла поворота ν , вычисляется в результате решения уравнения равновесия вращающих моментов на валу двигателя, членами которого являются момент сопротивления движению ротора, динамический момент сопротивления, зависящий от момента инерции ротора и нагрузки. Получаемый статический электромагнитный момент этой модели не отражает характер переходных процессов, которые сопровождают старто-стопные режимы перемещений ротора и зависят от электромеханических параметров электропривода.

Цель работы заключается в разработке и исследовании динамической модели электропривода на базе ДКР, которая отражает позиционирование исполнительного механизма ЗРА во времени.

Кроме того, по результатам работы предусматривается формирование требований к аппаратной и программной составляющим системы управления электроприводом на базе ДКР, которые являются инструментом оптимизации параметров ЗРА.

Переход ДКР из синхронного в асинхронный режим зависит от соотношения значений силы трения и составляющей силы одностороннего магнитного притяжения (СОМП), создающей движение ротора по расточке статора. При переходе ДКР в асинхронный режим, сопровождающийся проскальзыванием ротора, ставится задача удержания исполнительного механизма ЗРА в заданном положении при действии момента сопротивления на валу привода. В этом случае задачей исследований является оценка возможностей реализации необходимых значений электромагнитного момента ДКР.

Влияние свойств материалов магнитной системы ДКР на его динамику. Поскольку перемещение вала ДКР осуществляется в результате воздействия магнитного поля статора на ротор, то необходимо произвести оценку влияния электромеханических параметров на динамические характеристики ДКР на его математической модели. Такой подход обусловлен тем, что отсутствие механической нагрузки на двигатель соответствует режиму холостого хода, при котором режим проскальзывания практически не наблюдается.

Повышение вращающего момента ДКР, как необходимое условие улучшения его динамических параметров, ориентируется на достижении оптимальных соотношений электромагнитных показателей, которые характеризуют режимы функционирования ДКР.

Вращающий момент двигателя зависит от угловой координаты ротора относительно поля статора и соответствующего этому углу значения магнитной индукции в воздушном зазоре ДКР [9]:

$$B_\delta(\varphi) = \frac{2 \cdot F_\delta \cdot \mu_0}{\delta \cdot \operatorname{ch}^n(\varphi)}, \quad (4)$$

где F_δ – МДС воздушного зазора в радиальном направлении; δ – воздушный зазор; φ – угловая координата,

определяющая радиальное значение длины воздушного зазора; ch – гиперболический косинус; n – число, зависящее от конструкции двигателя.

Анализ диапазона изменения значения магнитной индукции в воздушном зазоре при изменении угла поворота ротора показывает, что при вращении ротора изменения индукции B_δ составляют 6 %. Соответственно, принимая во внимание нелинейный характер зависимости СОМП от угла поворота ротора, можно оценить диапазон ее изменения для двух крайних значений угла поворота.

Воспользовавшись кривой намагничивания стального ротора (кривая 3, рис. 1), можно рассчитать значение магнитной индукции в воздушном зазоре между статором и ротором в зависимости от напряженности магнитного поля для минимального (0,001 мм) и максимального (0,08 мм) воздушного зазора, которые на рис. 1 отображаются прямыми 1 и 2.

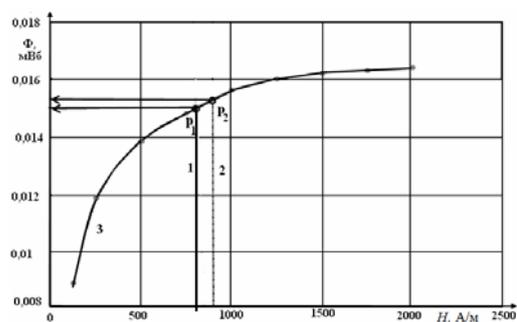


Рис. 1. Зависимость магнитного потока от напряженности магнитного поля

Двум значениям напряженности магнитного поля (точки p_1 и p_2) соответствуют значения магнитного потока $\Phi_1 = 0,015$ мВб; $\Phi_2 = 0,0155$ мВб и индукции $B_1 = 1,515$ Тл; $B_2 = 1,565$ Тл.

Это обстоятельство, с достаточной для практики точностью, дает возможность аппроксимировать функцию магнитную индукцию в воздушном зазоре статора и ротора линейной зависимостью от угла поворота ротора.

Значение магнитодвижущей силы (МДС) F_δ обмотки статора, которая обуславливает значения магнитной индукции в воздушном зазоре, зависит от значения тока статора I , протекающего по виткам N катушек обмотки статора. Поскольку ток обмотки при подаче импульса напряжения изменяется по закону:

$$I = \frac{U_p}{R_N} (1 - e^{-t/\tau}), \quad (5)$$

где U_p – напряжение на зажимах обмотки с активным сопротивлением R_N ; $\tau = L/R_N$ – постоянная времени; L – индуктивность катушки. По этому закону скорость нарастания МДС в воздушном зазоре, изменение магнитного потока и магнитной индукции будут определяться постоянной времени, зависящей от параметров обмотки статора.

Таким образом, стремление повысить вращающий момент ДКР за счет увеличения МДС ограничивается не только конструктивными соображениями, но и увеличением индуктивности обмотки, которая вместе с сопротивлением обмотки определяет постоянную времени, а значит и динамику ДКР.

В работе [9] показано, что время переходного процесса в обмотке статора намного больше времени перекачивания ротора, поэтому влиянием электро-механической постоянной времени на динамику процесса можно пренебречь. Тем не менее, по мере увеличения массы ротора, соответственно, его момента инерции J_r , которые становятся существенными в мощных двигателях, пренебрежение электро-механической постоянной времени приводит к ошибкам в оценках динамических характеристик ДКР.

Выделяя факторы, влияющие на режимы работы ДКР, следует обратить внимание на соотношение электрической и электро-механической постоянных времени, с временем коммутации обмоток, поскольку эти параметры, совместно с коэффициентом трения ротора регламентируют смену режимов работы ДКР от синхронного до асинхронного или режима проскальзывания.

Формализация описания математической модели ДКР. Формулируя задачи моделирования ДКР, которые определяют структуру модели, примем во внимание то, что исследуемый объект используется в составе мехатронного модуля дросселирования газа. Это означает, что кроме требований к величине вращающего момента и момента удержания позиции дросселя трубопровода, реальный двигатель в составе модуля должен обеспечить необходимое быстродействие и точность позиционирования, то есть соответствующую приемистость управляющего воздействия. Соответственно и модель ДКР должна отражать связь упомянутых параметров с каналами управления.

Специфика функционирования модуля дросселирования заключается в изменении во времени характера и направления действия механических нагрузок. Поэтому разрабатываемая модель должна отражать скоростные и механические характеристики в различных режимах функционирования электропривода на базе ДКР.

Поскольку процессы, происходящие в любом электродвигателе, влияют друг на друга, то для исследования динамических режимов мехатронного модуля необходимо рассмотреть связь уравнений энергетического баланса и электро-магнитного момента с уравнениями движения составных частей модуля. В результате решения этих уравнений численными методами получают временные зависимости, отражающие динамику процесса функционирования модуля с ДКР. Применение численных методов моделирования обусловлено нелинейным характером уравнений, описывающих состояние ДКР.

Структуру модели мехатронного модуля на базе ДКР представим схемой, состоящей из 4-х блоков:

- блока эмуляции перемещения вектора магнитного поля статора (БЭПС);
- блока логики (ЛБ);
- блока эмуляции магнитной индукции B_δ в воздушном зазоре статора и ротора (БЭМИ);
- механического блока (МБ).

Механический блок модели, в соответствии со сложившимися подходами к описанию перемещений, может быть представлен следующими уравнениями:

$$\frac{d}{dt} \omega_r = \frac{1}{J_m} (T_e - T_f); \quad (6) \quad \frac{d}{dt} \varphi = \omega_r, \quad (7)$$

где ω_r – угловая скорость вращения ротора; J_m – суммарный приведенный момент инерции ротора и на-

грузки; T_e , T_f – электро-магнитный момент и момент сопротивления вращению; φ – угол положения катящегося ротора относительно поля статора.

Уравнениям (7) в среде MATLAB Simulink соответствует структурная схема моделирования, приведенная на рис. 2.

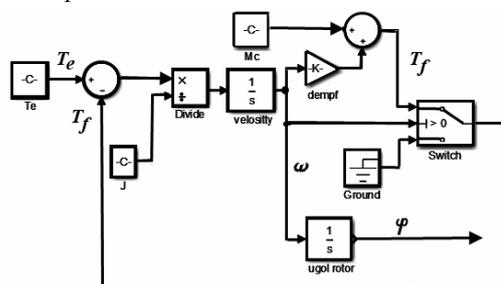


Рис. 2. Структурная схема моделирования МБ

Особенностью моделирования МБ ДКР является отражение фиксации позиции ротора в результате отключения импульса напряжения, поданного на катушку обмотки статора. В момент времени, когда электро-магнитный момент $T_e = 0$, но продолжает действовать момент сопротивления T_f , начинает снижаться скорость перемещения катящегося ротора. После того, как скорость ротора достигает нулевого значения, в схеме модели МБ с помощью элемента *Switch* отключается момент сопротивления.

Как видно из рис. 2, в МБ с помощью коэффициента демпфирования учитывается зависимость момента сопротивления от скорости вращения ротора.

Блок эмуляции магнитной индукции B_δ отражает изменение значения магнитной индукции в воздушном зазоре статора и катящегося ротора. Эти изменения описываются соотношением (4).

Работа БЭМИ синхронизируется коммутирующими импульсами генератора схемы управления движением ДКР. В результате подачи импульсов напряжения в катушки обмотки статора ДКР, ток, формирующий МДС и магнитную индукцию в воздушном зазоре, изменяется по экспоненциальному закону (5). Модель изменений можно представить аperiodическим звеном с постоянной времени обмотки τ . Собственно, именно эта постоянная соответствует электро-магнитной постоянной времени ДКР.

Для получения изменяющихся во времени значений магнитной индукции, необходимо учитывать влияние величины воздушного зазора, который также периодически изменяется в результате движения ротора. Вычисления зазора δ осуществляются в результате линейной интерполяции зависимости δ от угла нагрузки θ , который связан с углом поворота ротора φ .

Схема моделирования БЭМИ приведена на рис.3.

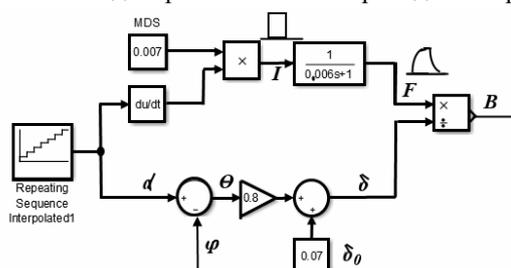


Рис. 3. Схема БЭМИ

Блок эмуляции перемещения вектора магнитного поля статора отображает дискретные изменения угла поворота вектора магнитного поля в соответствии с частотой, задаваемой внешним генератором импульсов коммутации.

В соответствии с правилами коммутации 8-ми катушечного статора ДКР угол перемещения вектора магнитного поля статора составляет $\alpha = \pi/4$. Для вращения ротора в том или ином направлении генератор импульсов коммутации (рис. 3, 4) формирует сигналы, воздействие которых обеспечивает дискретное перемещение вектора индукции на угол $\alpha = \pi/4$. Нарушение равновесия сил, действующих на ротор, вызванное коммутацией катушек обмотки статора, приводит его в движение, в результате чего изменяется угол текущего положения ротора φ , при этом изменяется и угол нагрузки $\Theta = (\alpha - \varphi)$.

Электромагнитный момент динамической модели ДКР в результате перемещения вектора магнитной индукции, связанного с углом нагрузки Θ , вычисляется [1]:

$$T_e(\Theta) = \frac{B_s^2 \cdot S \cdot d_r}{2\mu_0} \cdot \sin \Theta, \quad (8)$$

где S – площадь поверхности, через которую проходит основной магнитный поток; d_r – диаметр ротора.

В результате можно составить схему моделирования электромагнитного момента ДКР, представленную на рис. 4.

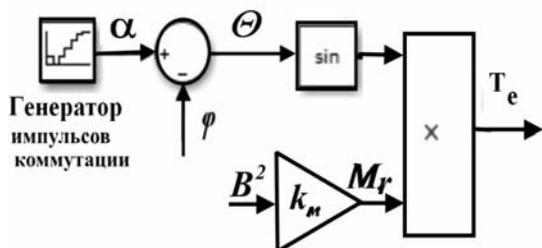


Рис. 4. Схема моделирования электромагнитного момента ДКР

Поскольку задачей моделирования является исследование параметров динамики ДКР, то результаты моделирования должны отображать взаимодействие процессов разгона и торможения ротора во времени. Характерным для этих процессов является изменение значений скорости и ускорения ротора не только во времени, но и по направлению. Логика взаимосвязей параметров и диапазоны ограничений реализуются в блоке логики (ЛБ). ЛБ модели позволяет отразить переключение направление вращения ротор ДКР и исключить значения параметров модели, которые противоречат физическому смыслу функционирования двигателя. Эти задачи решаются с помощью комбинации логических функций моделирующей среды Matlab.

Взаимодействие ЛБ с другими блоками модели отражается на общей структурной схеме динамической модели ДКР, изображенной на рис. 5.

Входные параметры модели задаются характеристиками ДКР и параметрами мехатронного модуля ЗРА. Результаты моделирования получаем в виде изменяющихся во времени выходных параметров динамической модели – вращающего момента, скорости вращения и угла перемещения ротора ДКР.

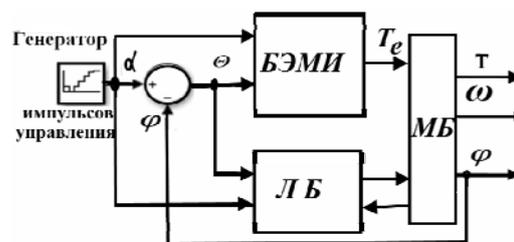


Рис. 5. Структурная схема динамической модели ДКР

Эти изменения выходных параметров визуализируются с помощью интерфейса пользователя среды Matlab. Характер возмущений параметров объекта моделирования задается исходя из задач моделирования.

Результаты моделирования. Исследуя степень влияния значения динамического момента инерции объекта, получены осциллограммы изменений угла поворота и скорости ротора ДКР во времени при разных значениях момента инерции J_m (рис. 6).

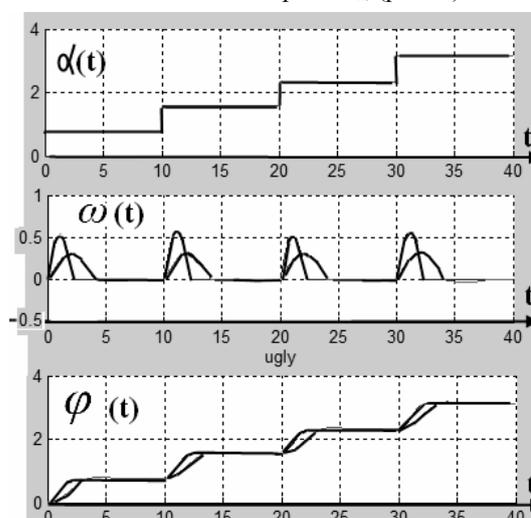


Рис. 6. Осциллограммы изменений угловой скорости и угла поворота ротора при коммутации обмоток

На рис. 7,а показаны изменения угла поворота управляющего вектора индукции, на 7,б – колебания электромагнитного момента T_e , 7,в – изменения угловой скорости, 7,г – угла поворота ротора для разных значений величины момента нагрузки.

Из приведенных данных следует, что при увеличении постоянных времени модуля за счет момента нагрузки на валу до определенных значений, приходится ограничивать частоту коммутации обмоток. На рис. 7,в,г видно, что при определенных нагрузках на валу ДКР управление перемещением ротора теряет смысл, поскольку отсутствует фиксация ротора в предыдущей позиции.

Чтобы оценить степень влияния значения электромагнитной постоянной времени на динамику позиционирования ДКР, рассмотрим характер переходных процессов при разгоне и фиксации положения ротора с заданным моментом инерции для разных значений индуктивности обмотки (рис. 8).

В относительных единицах на рис. 8,а, представлено изменение электромагнитного момента во времени; б – результирующего момента, в – изменения угловой скорости, г – угла поворота ротора для постоянной времени обмотки $\tau = 5$ мс и $\tau = 50$ мс.

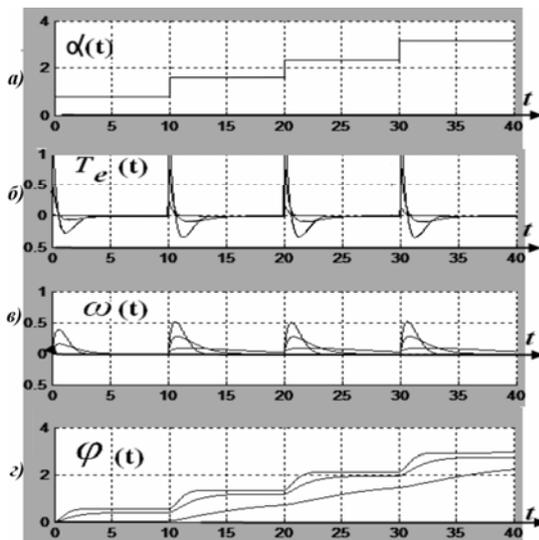


Рис. 7. Осциллограммы изменений момента, угловой скорости ротора и угла поворота

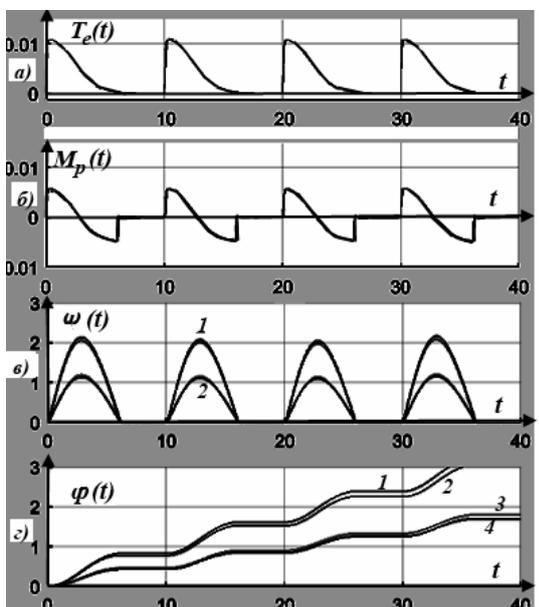


Рис. 8. Осциллограммы изменений электромагнитного момента, угловой скорости ротора и угла поворота ротора

При этом кривые 1, 2 на осциллограмме 8,з соответствуют изменению угла поворота для значения момента инерции J_{m1} , а кривые 3, 4 – для момента инерции J_{m2} .

Значения угловой скорости для момента инерции J_{m1} (кривая 1) и J_{m2} (кривая 2) на рис. 8,в заметно отличаются, в то время, как различия сигналов вследствие изменения значения индуктивности обмотки на порядок ($\tau = 5$ мс, $\tau = 50$ мс) малозаметны.

Следует отметить, что увеличение индуктивности обмотки ДКР более 500 мГн, (в котором пока нет практической необходимости) также ухудшает динамику двигателя, особенно в момент трогания / торможения.

Из анализа полученных реализаций переходных процессов видно, что устройства управления позиционированием ЗРА, в которых используются ДКР, должны разрабатываться с учетом соотношения электромеханической и электромагнитных электромеханических постоянных времени электропривода ЗРА. Несмотря на то, что величина индуктивности обмотки статора, входящая в уравнение электрического состояния, существенно влияет на процесс формирова-

ния МДС обмотки статора ДКР, по мере увеличения электромеханической постоянной в результате возрастания механической нагрузки, увеличивается время переходного процесса привода, вплоть до потери точности позиционирования вала.

Для оценки адекватности динамической модели ДКР использовалась экспериментальная установка, схема которой приведена на рис. 9.

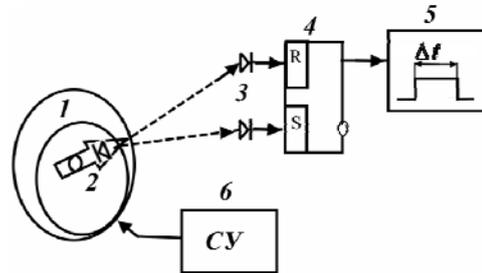


Рис. 9. Схема изменения времени перемещения вала ДКР на заданный угол

На валу ДКР 1 монтируется лазерный излучатель 2, перемещение луча которого воспринимается лазерными фотоприемниками 3. При перемещении луча лазера, фиксирующего положение вала ДКР, через фотоприемники излучения изменяется состояние триггера 4. С помощью измерителя временных интервалов 5, в качестве которого служит запоминающий осциллограф RIGOL SDS 1022DL, оценивается время перемещения вала ДКР из одной позиции в другую.

Это время однозначно зависит от времени переходного процесса смены позиций ротора. Значения угловых перемещений определяются коэффициентом редукции ДКР, соответственно, особенностями конструкции ДКР. Необходимость использования лазерного измерителя связана с трудностями измерения малых значений угловых перемещений вала ДКР при подаче единичного коммутирующего импульса.

С помощью описанной установки (рис. 9) производилась оценка влияния разных режимов коммутации обмоток ДКР на характер переходных процессов электропривода [10]. Результаты коррекции времени переходного процесса, которая учитывает соотношение электрической и электромеханической постоянных времени, свидетельствуют о возможностях улучшения динамических параметров электропривода и увеличения его вращающего момента. Дальнейшее использование результатов моделирования динамики старт-стопных режимов электропривода на базе ДКР открывает возможности использования энергосберегающих алгоритмов управления.

Выводы. Разработана динамическая модель электропривода на базе ДКР, отражающая позиционирование вала привода во времени, с учетом влияния параметров ЗРА на параметры переходных процессов.

Данные, полученные в результате моделирования, дают возможность сформулировать требования к аппаратной и программной составляющим системы управления электроприводом на базе ДКР.

Экспериментальная оценка времени переходных процессов при управлении позиционированием модулей ЗРА позволяют констатировать, что совершенствование динамики электропривода на базе ДКР, направленное на увеличение его вращающего момента, целесообразно проводить на основе аппаратно-

программных комплексов, которые обеспечивают уменьшение влияния характеристик ДКР на параметры переходных процессов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Наний В.В., Мирошниченко А.Г., Юхимчук В.Д., Дунев А.А., Масленников А.М., Егоров А.В., Потоцкий Д.В. Аспекты проектирования и испытаний двигателей с катящимся ротором // Вісник НТУ «ХПІ». Серія Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – 2010. – №55. – С. 83-87.
2. Соколов А.В. Динамические модели шаговых электродвигателей // Вестник Южно-Уральского государственного университета. – 2012. – №16. – С. 116-119.
3. Palpankar P.M., Ghanmare R.U., Makade N. A generalized dynamic model of induction motor using Simulink // ITSI Transactions on Electrical and Electronics Engineering. – 2013. – Vol.1. – Iss.5. – pp. 118-122.
4. Farhan A. Salem. Dynamic modeling, simulation and control of electric machines for mechatronics applications // International journal of control, automation and systems. – 2013. – Vol.1. – №2. – pp. 30-42.
5. Eyhab E.-K. Design and analysis of rolled rotor switched reluctance motor // Journal of Electrical Engineering & Technology. – 2006. – Vol.1. – No.4. – pp. 472-481. doi: 10.5370/jeet.2006.1.4.472.
6. Bock U. A novel approach of modeling SR motor systems // ISEM 2002. 15th International Conference on Electrical Machines. – Bruges, Belgium. – 2002. – p. 338.
7. Ungureanu C., Rata M., Graur A. PLC control of an electromechanical converter with rolling rotor and axial air-gap // ACTA Electrotehnica. – 2015. – Vol.56. – No.4. – pp. 137-142.
8. Arkkio A., Biernat A., Bucki B., Kaminski G., Smak A., Staszewski P. Simulation model and laboratory test of switched reluctance motor with rolling rotor // Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej. – 2008. – №28. – pp. 52-57.
9. Наний В.В., Лыха В.А., Масленников А.М. Движение ротора в электродвигателе с катящимся ротором // Вісник Кременчуцького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2014. – №3(86). – С. 9-13.
10. Кулинченко Г.В., Масленников А.М., Багута В.А., Дунев А.А. Обеспечение динамических показателей электропривода на основе двигателя с катящимся ротором // Вісник НТУ «ХПІ». Серія Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – 2015. – №42(1151). – С. 34-38.

REFERENCES

1. Nanij V.V., Miroshnichenko A.G., Juhimchuk V.D. Egorov A.V., Dunev A.A., Maslennikov A.M., Pototskiy D.V. Aspects of the design and testing of engines with a rolling rotor. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of electrical machines and apparatus perfection. The theory and practice*, 2010, no.55, pp. 84-88. (Rus).
2. Sokolov A.V. Dynamic models of stepper motors. *Bulletin of the South Ural State University*, 2012, no.16, pp. 116-119. (Rus).
3. Palpankar P.M., Ghanmare R.U., Makade N. A generalized dynamic model of induction motor using Simulink. *ITSI Transactions on Electrical and Electronics Engineering*, 2013, Vol.1, Iss.5, pp. 118-122.
4. Farhan A. Salem. Dynamic modeling, simulation and control of electric machines for mechatronics applications. *International journal of control, automation and systems*, 2013, Vol.1, no.2, pp. 30-42.
5. Eyhab E.-K. Design and analysis of rolled rotor switched reluctance motor. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2006, Vol.1, No.4, pp. 472-481. doi: 10.5370/jeet.2006.1.4.472.
6. Bock U. A novel approach of modeling SR motor systems. *ICEM 2002. 15th International Conference on Electrical Machines*. Bruges, Belgium. 2002. p. 338.

7. Ungureanu C., Rata M., Graur A. PLC control of an electromechanical converter with rolling rotor and axial air-gap. *ACTA Electrotehnica*, 2015, Vol.56, No.4, pp. 137-142.
8. Arkkio A., Biernat A., Bucki B., Kaminski G., Smak A., Staszewski P. Simulation model and laboratory test of switched reluctance motor with rolling rotor. *Prace Naukowe Instytutu Maszyn, Napędów i Pomiarów Elektrycznych Politechniki Wrocławskiej*, 2008, no.28, pp. 52-57.
9. Nanij V.V., Lykha V.A., Maslennikov A.M. Rotor motion in the rolling-rotor electrical machine. *Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University*, 2014, no.3(86), pp. 9-13. (Rus).
10. Baguta V. A., Kulinchenko G. V. Evaluation of characteristics of mechatronic module based on a stepper motor. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of electrical machines and apparatus perfection. The theory and practice*, 2013, no.51(1024), pp.43-53. (Rus).

Поступила (received) 10.09.2016

Кулинченко Георгий Васильевич¹, к.т.н., доц.,
Масленников Андрей Михайлович², к.т.н., доц.,
Багута Виктор Анатольевич¹, инженер-исследователь,
¹Сумский государственный университет,
40007, Сумы, ул. Римского-Корсакова, 2,
e-mail: heorhy@yandex.ua, viktrbaguta@gmail.com
²Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
e-mail: x-maslennikov@yandex.ua

G.V. Kulinchenko¹, A.M. Maslennikov², V.A. Baguta¹

¹Sumy State University,
2, Rymyskogo-Korsakova Str., Sumy, 40007, Ukraine.
²National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Research of dynamic parameters of the electric drive on the basis of rolling rotor motor.

Purpose. Development and investigation of a dynamic model of electric drive on the base of the rolling rotor motor (RRM) which reflects the positioning of the actuator of the locking and regulating equipment in time. **Methodology.** Analytical description of electromagnetic and mechanical processes in the electric drive during the RRM shaft movement by using a system of differential equations. Numerical imitation modeling with the processes visualization in the Matlab environment of the RRM rotor displacement with mechanical load in time. **Results.** It is shown that the degree of influence of the value of the load inertia on the dynamics of the object obtained by the waveform changes the rotation angle of the rotor and motor speed in time. The degree of influence of the value of the electromagnetic time constant of the dynamics of the positioning of the actuator, and the nature of transients during acceleration and fixing position of the rotor with a predetermined moment of inertia for different values of inductance. The effect of the ratio of electromechanical and electromagnetic time constants of the nature of the transition processes accompanying jog mode angular displacement of the drive shaft on the base of RRM. **Originality.** The lack of technical means to ensure acceptable accuracy time measurement of angular displacement shaft of the actuator in jog mode offset by using a laser meter which gives the opportunity to assess the adequacy of the dynamic model of the RRM. **Practical value.** The results of investigations allow to create a tool for optimization of structural, technical and hardware and software solutions for the improvement and modernization of the projected electric locking and regulating equipment. The direction for improving the dynamics of the drive on the basis of RRM is indicated providing for an increase in its torque characteristics of the motor by reducing the influence of the parameters of transients. References 10, figures 9.

Key words: rolling rotor motor, time constant, positioning control, dynamics.

А.В. Матющенко

АНАЛИЗ ТЕПЛОВОГО СОСТОЯНИЯ ТЯГОВОГО ВЕНТИЛЬНОГО ДВИГАТЕЛЯ С ПОСТОЯННЫМИ МАГНИТАМИ ДЛЯ ШАХТНОГО ЭЛЕКТРОВОЗА

Виконано перевірочний тепловий розрахунок тягового вентиального двигуна з постійними магнітами за допомогою кінцево-елементної коло-польової математичної моделі на платформі JMAG-Designer в тривимірній постановці задачі. Отримано розподіл температури і графіки нагріву деталей двигуна. Проведено порівняльний аналіз розрахункових і експериментальних даних теплового стану двигуна в часовому і тривалому режимах роботи. Бібл. 7, табл. 2, рис. 10.

Ключові слова: вентильний двигун, нагрів, температура, втрати, постійний магніт, котушка, математична модель, метод кінцевих елементів.

Выполнен поверочный тепловой расчет тягового вентиального двигателя с постоянными магнитами посредством конечно-элементной цепно-полевой математической модели на платформе JMAG-Designer в трехмерной постановке задачи. Получено распределение температуры и графики нагрева деталей двигателя. Проведен сравнительный анализ расчетных и экспериментальных данных теплового состояния двигателя в часовом и длительном режимах работы. Библ. 7, табл. 2, рис. 10.

Ключевые слова: вентиальный двигатель, нагрев, температура, потери, постоянный магнит (ПМ), катушка, математическая модель, метод конечных элементов.

Введение. Известно, что тяговые двигатели для шахтных электровозов испытывают высокие электромагнитные и тепловые нагрузки в сложных условиях окружающей среды при разных режимах работы. Это накладывает определенные требования к виду исполнения, системе охлаждения и материалам, применяемым в двигателе для обеспечения нужных эксплуатационных характеристик. Поэтому важной задачей при проектировании тягового вентиального двигателя с постоянными магнитами (ВДПМ) является оценка его теплового состояния, которая позволяет получить информацию о продолжительности работы двигателя в различных режимах и, при необходимости, скорректировать конструкцию для обеспечения необходимых требований [1-4].

В работе [5] представлены результаты ООО «Электротехника-Новые технологии» (г. Одесса) по разработке и испытанию ВДПМ для шахтного электровоза. Был отмечен перегрев обмотки статора при продолжительной работе ВДПМ в составе груженого электровоза массой 70,5 тонны. При этом данная нагрузка соответствует часовому режиму работы ВДПМ.

Целью работы является поверочный тепловой расчет и анализ теплового состояния тягового ВДПМ [5] для шахтного аккумуляторного электровоза при работе в часовом и длительном режимах. Данный анализ служит основой для выработки рекомендаций по улучшению конструкции тягового ВДПМ.

Объектом исследования является тяговый ВДПМ для шахтного аккумуляторного электровоза, разработанный в ООО «Электротехника – Новые технологии», конструкция которого представлена на рис. 1. Основные геометрические размеры и обмоточные данные ВДПМ приведены в табл. 1. Параметры исследуемых режимов работы представлены в табл. 2.

Методы исследования. Наиболее детальную и точную картину распределения температур позволяют получить численные методы на основе метода конечных элементов. Данные методы позволяют выполнить тепловой расчет установившегося или переходного процесса теплообмена в трехмерной постановке задачи и определить температуру в любой части двигателя [3, 4].

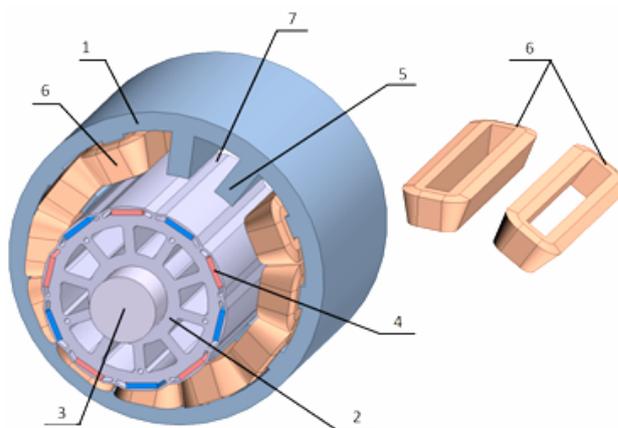


Рис. 1. Явнополюсный ВДПМ с сосредоточенной обмоткой статора: 1 – статор; 2 – ротор; 3 – вал; 4 – ПМ; 5 – полюс статора; 6 – катушки обмотки статора; 7 – паз статора

Таблица 1
Геометрические размеры и обмоточные данные двигателя

Наименование	Значение
Внешний диаметр статора, мм	360
Внутренний диаметр статора, мм	217
Число зубцов статора,	12
Длина активной части, мм	240
Число полюсов ротора	10
Число витков катушки обмотки, статора	10
Размеры магнитов (NdFeB), мм	240×35,5×6,3
Воздушный зазор, мм	2,5

Таблица 2
Параметры режимов работы ВДПМ

Режим	Крутящий момент, Н·м	Частота вращения, об/мин	Ток потребления, А	Напряжение питания, В
Часовой	210	600	130	120
Длительный (2 часа)	100	760	70	120

© А.В. Матющенко

Ниже представлен поверочный тепловой расчет исследуемого ВДПМ в программном пакете для численных расчетов Jmag-Designer, а также анализ и сопоставление расчетных и экспериментальных данных.

Первым этапом теплового расчета является создание 3D модели ВДПМ, которая должна быть достаточно детальной для адекватного описания свойств конструкции ВДПМ и, кроме активной части, должна содержать корпус, вал и пазовую изоляцию.

На рис. 2 показана подготовленная для расчетов 3D модель ВДПМ. Её детали смоделированы таким образом, чтобы их размеры были близки к реальным. Следует отметить, что форма деталей корпуса и вала упрощена, но их объем равен объему реальных деталей исследуемого ВДПМ. Данное упрощение позволяет сократить время, затраченное на создание 3D модели при сохранении основных свойств конструкции для теплового расчета.

Вторым этапом является определение электрических и магнитных потерь в деталях двигателя. Для этого был выполнен электромагнитный расчет ВДПМ в часовом и длительном режимах работы с учетом потерь на вихревые токи в стали и ПМ.

Для учета потерь на вихревые токи ротору статору и ПМ были присвоены соответствующие удельные электрические сопротивления.

Для выполнения электромагнитного расчета к катушкам обмотки статора (ОС) полевой модели ВДПМ в редакторе цепей JMAG-Designer была подключена электрическая цепь, состоящая из источника постоянного напряжения, инвертора с широтно-импульсной модуляцией, вольтметров и амперметра (рис. 3). Управление ключами инвертора выполнялось при помощи модели, реализующей векторное управление ВДПМ [6].

В качестве исходных данных режимов работы ВДПМ в модели задавались напряжение питания, частота вращения и момент нагрузки.

В результате электромагнитного расчета ВДПМ были получены данные о потерях в статоре, роторе, катушках ОС и ПМ. Результаты расчета потерь показаны на рис. 4 и рис. 5.

Из рис. 4 и рис. 5 видно, что соотношение потерь в катушках ОС и ПМ различно для исследуемых режимов работы ВДПМ. В длительном режиме работы потери в ПМ превышают потери в катушках ОС.

Третьим этапом является собственно расчет теплового состояния ВДПМ, где рассчитывается переходный процесс нагрева двигателя в исследуемых режимах работы.

Для проведения расчета каждой детали была назначена соответствующая теплоемкость и теплопроводность. На внешней поверхности корпуса было задано граничное условие (3-го рода) теплоотдачи с коэффициентом теплоотдачи $12 \text{ Вт/м}^2\cdot\text{°C}$, который является средним для естественного охлаждения конвекцией подобных конструкций двигателей при нормальных условиях [7].

Для каждой детали, которая является источником нагрева, были заданы рассчитанные ранее потери. Кроме того, при расчете была учтена зависимость электрических потерь в ОС от температуры.

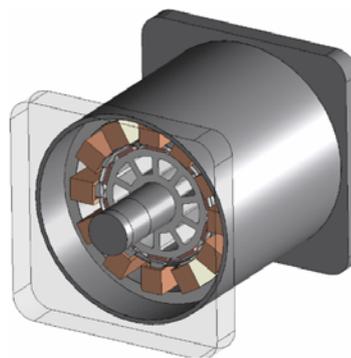


Рис. 2. 3D модель ВДПМ с упрощенным корпусом

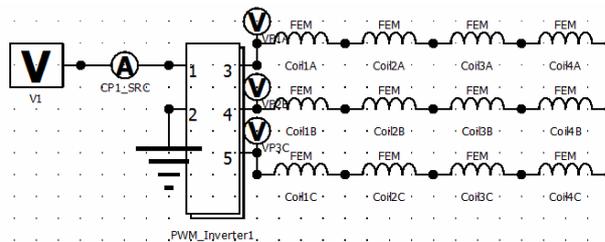


Рис. 3. Электрическая цепь цепно-полевой модели ВДПМ

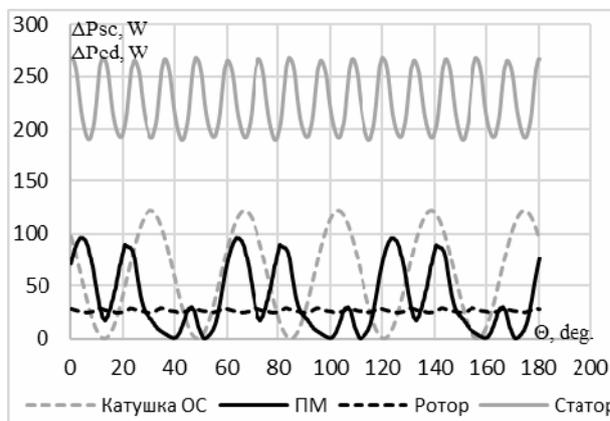


Рис. 4. Электрические (ΔP_{sc}) и магнитные (ΔP_{ed}) потери в ВДПМ (часовой режим)

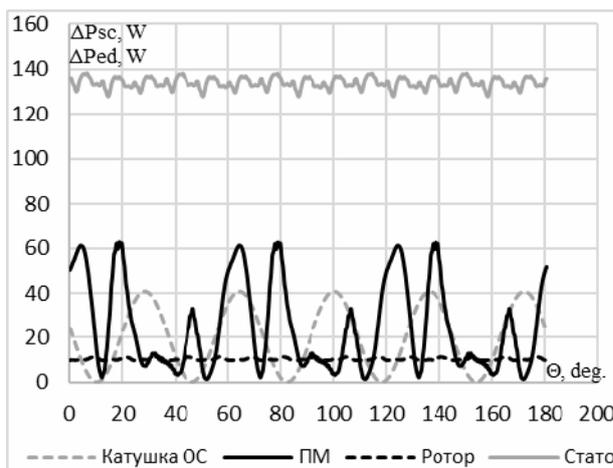


Рис. 5. Электрические (ΔP_{sc}) и магнитные (ΔP_{ed}) потери в ВДПМ (длительный режим)

Результаты исследований. На рис. 6, 7 представлены результаты теплового расчета в виде распределения температуры и вектора теплового потока для часового режима работы ВДПМ. Видно, что тепло, выделяемое ротором и ПМ отводится через вал, а тепло катушек ОС отводится через статор и корпус в

окружающую среду. Такое распределение теплового потока является типичным для подобных электрических машин, что свидетельствует о правильности постановки задачи.

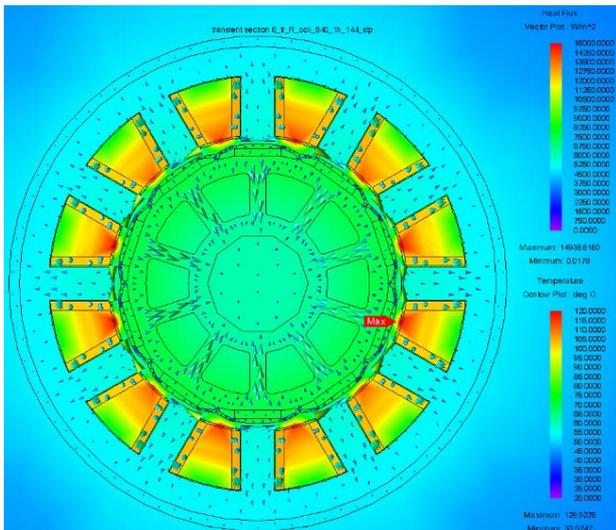


Рис. 6. Распределения температуры и теплового потока (поперечное сечение ВДПМ)

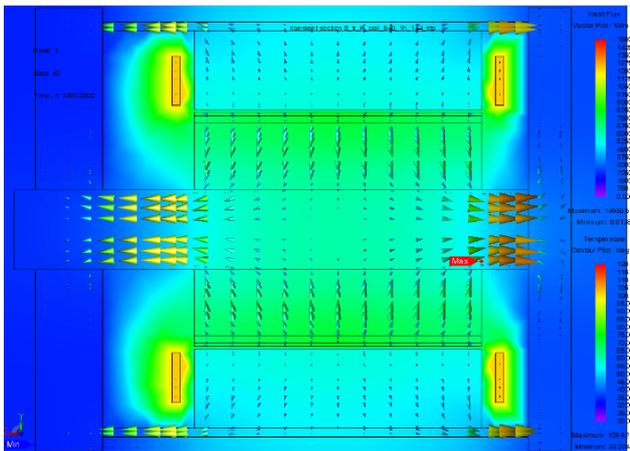


Рис. 7. Распределения температуры и теплового потока (продольное сечение ВДПМ)

На рис. 8 сопоставлены экспериментальные и расчетные графики нагрева обмотки ВДПМ в часовом и длительном режимах работы. Испытания ВДПМ проводились на стенде НПП «Энергия» [5].

Из рис. 8 видно хорошее совпадение результатов расчета и эксперимента длительного режима. При этом отличие между расчетом и экспериментом не превышает 9 %.

В результате эксперимента было установлено, что на 47 минуте работы ВДПМ в часовом режиме сработала защита от перегрева. При этом температура обмотки достигла 110 °С. Данный факт также подтверждается результатами расчета. Максимальное отличие между расчетом и экспериментом составляет 25 %. Это отличие можно объяснить неравномерностью нагрузки на протяжении эксперимента.

На рис. 9, рис. 10 показаны графики нагрева деталей ВДПМ в часовом и длительном режимах работы. Видно, что процесс нагрева в этих режимах различен. Так, например, температура ПМ в длительном

режиме работы большую часть расчетного времени превышает температуру катушек ОС. Это можно объяснить тем, что в длительном режиме ток потребления меньше, а частота вращения больше, чем в часовом режиме работы. А, как известно, величина магнитных потерь пропорциональна частоте перемагничивания, а величина электрических потерь пропорциональна квадрату величины тока.

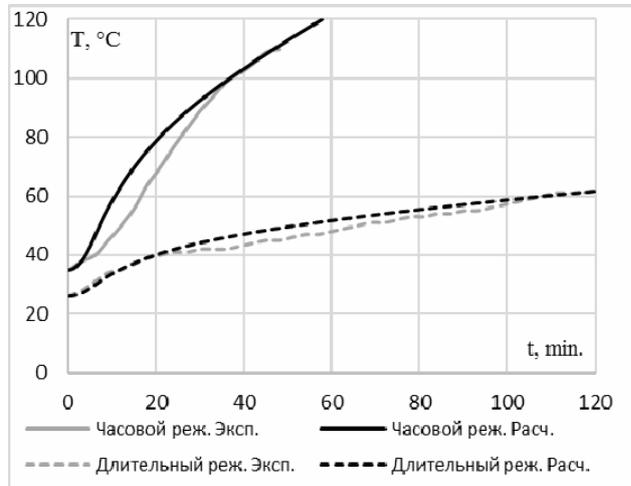


Рис. 8. Нагрев катушек ОС в часовом и длительном режиме работы

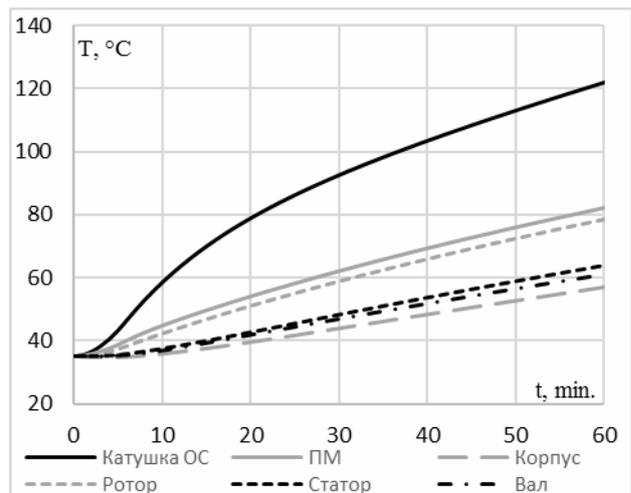


Рис. 9. Нагрев деталей ВДПМ (часовой режим)

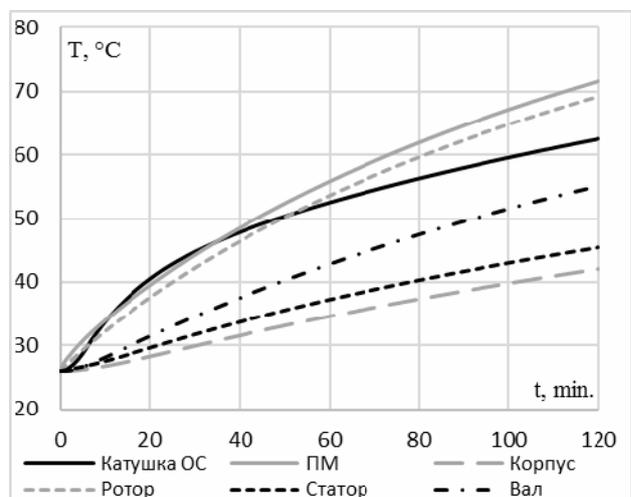


Рис. 10. Нагрев деталей ВДПМ (длительный режим)

Также следует отметить, что в часовом режиме работы температура ПМ достигла 82 °С, что превышает максимально допустимую рабочую температуру низкотемпературных неодимовых ПМ. Поэтому во избежание потери свойств ПМ и улучшения рабочих характеристик для исследуемого ВДПМ рекомендуется применять ПМ с рабочей температурой 120 °С и выше.

Выводы.

1. Результаты моделирования теплового состояния ВДПМ в часовом и длительном режимах работы показали хорошее соответствие с результатами экспериментов. Различие между расчетом и экспериментом длительного режима не превышает 9 %, а максимальное расхождение результатов расчета и эксперимента часового режима составляет 25 %.

2. В результате расчетов было установлено, что температура ПМ может достигать высоких значений из-за наличия в ПМ значительных потерь на вихревые токи. Поэтому особое внимание при проектировании и испытании ВДПМ следует обратить на температуру ПМ в разных режимах работы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Lee S.-T., Kim H.-J., Cho J.-H., Joo D.-S., Kim D.-K. Thermal Analysis of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor by Electromagnetic Field-Thermal Linked Analysis // *Journal of Electrical Engineering and Technology*. – Nov.2012. – vol.7. – no.6. – pp. 905-910. doi: 10.5370/jeet.2012.7.6.905.
2. Mynarek P., Kowol M. Thermal analysis of a PMSM using fea and lumped parameter modeling // *Czasopismo Techniczne*. – 2015. – no.1-E(8). – pp. 97-107. doi: 10.4467/2353737XCT.15.031.3831.
3. Chin Y.K., Staton D.A. Transient thermal analysis using both lumped-circuit approach and finite element method of a permanent magnet traction motor // 2004 IEEE Africon. 7th Africon Conference in Africa (IEEE Cat. No.04CH37590). doi: 10.1109/africon.2004.1406847.
4. Kefalas T.D., Kladas A.G. Finite element transient thermal analysis of PMSM for aerospace applications // XXth International Conference on Electrical Machines, Sep. 2012. doi: 10.1109/icelmach.2012.6350246.
5. Рымша В.В., Радимов И.Н., Гулий М.В., Матющенко А.В. Вентильный электропривод для рудничного аккумуляторного электровоза // *Электротехнические и компьютерные системы*. – 2016. – №22(98). – С. 134-138.
6. Матющенко А.В. Расчет характеристик вентильных двигателей с постоянными магнитами и их сравнительный анализ // *Электротехнические и компьютерные системы*. – 2015. – №19(95). – С. 101-105.
7. Борисенко А.И. Охлаждение промышленных электрических машин. М.: Энергоиздат, 1983. – 296 с.

REFERENCES

1. Lee S.-T., Kim H.-J., Cho J.-H., Joo D.-S., Kim D.-K. Thermal Analysis of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor by Electromagnetic Field-Thermal Linked Analysis. *Journal of Electrical Engineering and Technology*, Nov.2012, vol.7, no.6, pp. 905-910. doi: 10.5370/jeet.2012.7.6.905.
2. Mynarek P., Kowol M. Thermal analysis of a PMSM using fea and lumped parameter modeling. *Czasopismo Techniczne*, 2015, no.1-E(8), pp. 97-107. doi: 10.4467/2353737XCT.15.031.3831.

3. Chin Y.K., Staton D.A. Transient thermal analysis using both lumped-circuit approach and finite element method of a permanent magnet traction motor. 2004 IEEE Africon. 7th Africon Conference in Africa (IEEE Cat. No.04CH37590). doi: 10.1109/africon.2004.1406847.
4. Kefalas T.D., Kladas A.G. Finite element transient thermal analysis of PMSM for aerospace applications. XXth International Conference on Electrical Machines, Sep. 2012. doi: 10.1109/icelmach.2012.6350246.
5. Rimsha V.V., Radimov I.N., Guliy M.V., Matyuschenko A.V. Brushless motor for mining battery-electric locomotive. *Electrotechnic and computer systems*, 2016, vol.22(98), pp. 134-138. (Rus).
6. Matyuschenko A.V. Calculation of characteristics of permanent magnet synchronous motor and their comparative analysis. *Electrotechnic and computer systems*, 2015, vol.19(95), pp. 101-105. (Rus).
7. Борисенко А.И. Охлаждение промышленных электрических машин [Cooling of industrial electric machinery]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1983. 296 p. (Rus).

Поступила (received) 7.10.2016

Матющенко Александр Владимирович, аспирант,
Одесский национальный политехнический университет,
65044, Одесса, пр. Шевченко, 1,
e-mail: sparkam@rambler.ru

A.V. Matyuschenko

Odessa National Polytechnic University,
1, Shevchenko Avenue, Odessa, 65044, Ukraine.

Analysis of thermal state of traction brushless permanent magnet motor for mine electric locomotive.

Purpose. The study was conducted to analyze thermal state of the traction permanent magnet synchronous motor for mine electric battery locomotive when operating in continuous and short-time duty modes. These operating modes are selected for study, as they are typical for mine electric locomotives. **Methodology.** Thermal calculation was performed by means of FEM in three-dimensional formulation of problem using Jmag-Designer. **Results.** The modeling results of thermal state of the PMSM in continuous and short-time duty operation modes showed good agreement with experimental results. The results showed that the temperature of PM is higher than temperature of the stator winding in continuous operation mode. It was found that PM temperature might reach excessive values because of the high presence of eddy current losses in neodymium PM. Therefore, special attention in the design and testing of PMSM should be paid to the temperature of PM in various operation modes. **Practical value.** It was recommended to use high temperature permanent magnets in traction PMSM to avoid demagnetization of PM and performance degradation. References 7, tables 2, figures 10.

Key words: brushless motor, heat generation, temperature, losses, permanent magnet, coil, current, resistance, mathematical model, FEM.

В.И. Милых

ПРОЕКТНЫЙ СИНТЕЗ ТУРБОГЕНЕРАТОРА НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННО-ПОЛЕВЫХ РАСЧЕТОВ ПРИ ВАРЬИРОВАНИИ ЧИСЛА ПАЗОВ СТАТОРА

Представлено приклад проектного синтеза электромагнитной системы турбогенератора (ТГ) при його модернізації. Створено математичну модель, що пов'язує нові та базові параметри ТГ при зміні кількості пазів статора. Розроблено скрипт Lua, який забезпечує чисельно-польові розрахунки електромагнітних параметрів ТГ в програмному середовищі FEMM. Побудова конструктивної та розрахункової моделей, чисельно-польові розрахунки та видача результатів виконуються комп'ютером автоматично, що забезпечує високу ефективність процесу проектування ТГ. Апробація системи проектного синтезу виконана на прикладі ТГ потужністю 340 МВт. Бібл. 11, табл. 2, рис. 7.

Ключові слова: турбогенератор, модернізація, проектний синтез, математична модель, скрипт Lua, програма FEMM, чисельно-польові розрахунки, електромагнітні параметри.

Представлен пример проектного синтеза электромагнитной системы турбогенератора (ТГ) при его модернизации. Создана математическая модель, связывающая новые и базовые параметры ТГ при изменении числа пазов статора. Разработан скрипт Lua, обеспечивающий численно-полевые расчеты электромагнитных параметров ТГ в программной среде FEMM. Построение конструктивной и расчетной моделей, численно-полевые расчеты и выдача результатов выполняются компьютером автоматически, что обеспечивает высокую эффективность процесса проектирования ТГ. Апробация системы синтеза проведена на примере ТГ мощностью 340 МВт. Библ. 11, табл. 2, рис. 7.

Ключевые слова: турбогенератор, модернизация, проектный синтез, математическая модель, скрипт Lua, программа FEMM, численно-полевые расчеты, электромагнитные параметры.

Введение. Мощные турбогенераторы (ТГ) относятся к наиболее сложным, дорогостоящим и эффективным в работе электрическим машинам [1]. Проектирование и последующее создание их новых образцов длится месяцы, и даже годы.

Поэтому процесс совершенствования ТГ часто сводится к модернизации их образцов, прошедших длительную проверку в эксплуатации [2]. При этом стремятся улучшить параметры ТГ при минимуме изменений, так как глобальные нововведения в комплексе могут привести к трудно предсказуемым последствиям и потребовать долгой экспериментальной доводки, что требует больших капиталовложений.

Одним из вариантов ускорения модернизации ТГ является сокращение сроков расчетно-проектных работ. Они требуют значительного времени ввиду сложности классических методов расчета, являющихся таковыми ввиду сложности самих ТГ. Эти методы, зачастую, приспособлены к конкретным типоразмерам элементов конструкции и требуют совершенствования вслед за их изменениями.

Новые возможности для совершенствования системы проектирования ТГ предоставляют численные методы расчета магнитных полей [3, 4] в сочетании с быстродействующими компьютерами и эффективным программным обеспечением. Это и способствовало новизне предоставляемых результатов, т.к. рассматривается пример созданной на этой основе автоматизированной системы проектного синтеза электромагнитной системы ТГ в случае их модернизации с изменением отдельных ключевых элементов конструкции.

Цель работы. Работа посвящена представлению принципа построения и реализации автоматизированной системы синтеза электромагнитной системы ТГ в случае его модернизации, что делается на примере изменения числа пазов сердечника статора.

Структура синтеза строится на имеющейся базовой конструкции ТГ и включает в себя математиче-

скую модель, физико-геометрическую модель, расчетную модель в совокупности с программной средой FEMM [5], обеспечивающей численные расчеты магнитного поля и электромагнитных параметров ТГ. Математическая модель связывает изменяющиеся размеры и параметры электромагнитной системы с базовыми ее размерами и параметрами с условием обеспечения выходных энергетических параметров ТГ. Физико-геометрическая модель является геометрическим отображением электромагнитной системы с заданными свойствами ее элементов – обмоток и сердечников. Эта модель преобразует электромагнитную систему ТГ и результаты работы математической модели в расчетную модель для программы FEMM.

Создание физико-геометрической модели, ее преобразование в расчетную модель, обеспечение работы программы FEMM, определение электромагнитных и энергетических параметров на основе численного расчета магнитного поля, выдача результатов синтеза модернизированной электромагнитной системы ТГ в текстовый файл – все осуществляется автоматически управляющей программой, написанной на языке Lua, интегрированном в FEMM [5].

Универсализм созданных моделей, имеющегося и разработанного программного обеспечения заключается в том, что все они адаптированы к типовым конструктивным формам ТГ в целом и их элементов. Численные методы расчета магнитных полей снимают ограничения на учет реальных конструктивных форм электрических машин в целом и их элементов, на учет насыщения магнитопровода.

В значительной мере разработанное программное обеспечение строится на исследованиях, которые приведены ранее в работах автора [4, 6-10] и других.

Объект исследования. Демонстрация расчетных результатов проводится на трехфазном ТГ [2], базовая электромагнитная система которого дана на рис. 1. Он

© В.И. Милых

имеет номинальные: мощность $P_N=340$ МВт; фазные напряжение $U_{sN}=11547$ В и ток $I_{sN}=11547$ А; коэффициент мощности $\cos\varphi_{sN}=0,85$; частоту $f_s=50$ Гц. Его число пар полюсов $p=1$; активная длина $l_a=5,308$ м; немагнитный зазор $\delta=77,5$ мм; радиус поверхности ротора $r_{re}=0,56$ м; число витков его фазной обмотки $N_s=10$, относительное укорочение $\beta_s=0,8$; число эффективных проводников в стержне обмотки статора $N_{cs}=1$; числа витков обмотки ротора $N_r=126$.

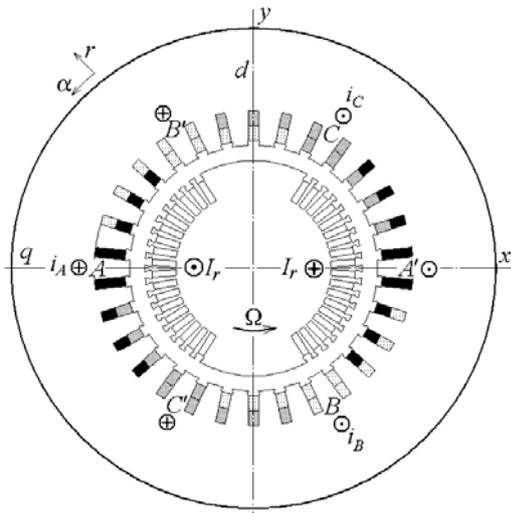


Рис. 1. Расчетная модель электромагнитной системы турбогенератора

Базовые величины ТГ, сохраняемые при его модернизации. На рис. 2 изображена конструкция ТГ с обозначением главных размеров сердечников статора и ротора. Учитывая определяющую роль в формировании магнитных полей зубцово-пазовой структуры статора, она приведена фрагментарно с обозначением необходимых размеров на рис. 3.

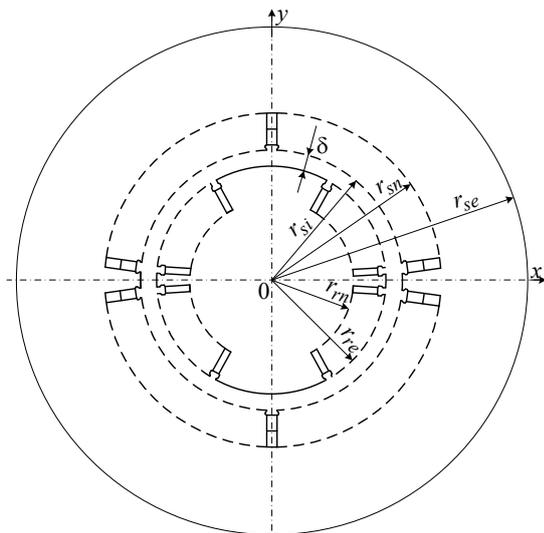


Рис. 2. Геометрическая модель турбогенератора

Чтобы в наглядной форме оценить изменения в ТГ при изменении числа пазов статора, сохраняются представленные выходные параметры ТГ: мощность, фазные напряжение и ток, коэффициент мощности. Кроме того, сохраняются принятые в длительной истории проектирования ТГ значения магнитной индукции

в зазоре, зубцах и спинке сердечника статора, а также зазор, характерный для ТГ соответствующего уровня мощности.

При условии сохранения тока статора и распределенной плотности тока в проводниках его обмотки, должны сохраняться сечения ее стержней. Так как напряжение обмотки статора сохраняется, то сохраняются и изоляционные промежутки в пазу (рис. 3).

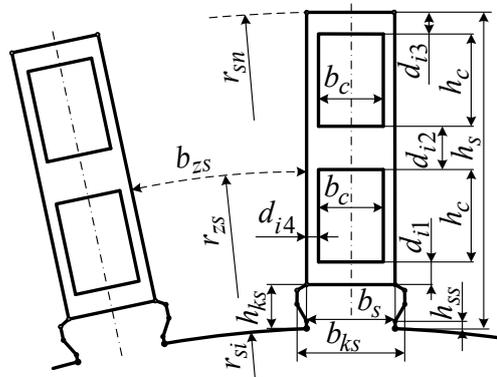


Рис. 3. Зубцово-пазовая структура статора

При сохранении напряжения ТГ должна сохраняться и ЭДС фазной обмотки статора

$$E_s = \pi\sqrt{2} \cdot f_s \cdot N_s \cdot \Phi_s \cdot K_{ws}, \quad (1)$$

где Φ_s – магнитный поток в зазоре; K_{ws} – обмоточный коэффициент статора.

Для удобства восприятия далее сохраняются обозначения одноименных базовых и новых величин, но для первых в индексах везде добавляется буква *b*.

Стержни статора характеризуются их высотой h_c и шириной b_c , окружающая изоляция в пазах – толщинами d_{i1} , d_{i2} , d_{i3} и d_{i4} . В базовой конструкции площадь сечения стержня обмотки статора $S_{cb}=h_{cb} \cdot b_{cb}$. С учетом поставленных условий при варьировании h_c и b_c должно обеспечиваться $h_c \cdot b_c = S_{cb}$.

Это варьирование сопровождается изменением размеров пазов статора – их высоты h_s и ширины b_s . При этом должны сохраняться высота шлица h_{ss} и глубина клина h_{ks} , а также двухстороннее углубления клина в стенку паза $d_{ks} = b_{ksb} - b_{sb}$. Ширина выемок под клин должна меняться и составлять $b_{ks} = b_s + d_{ks}$.

Отметим, что в базовой конструкции должны выполняться условия $b_c = b_s - 2d_{i4}$; $h_c = (h_s - d_{hs})/2$, где постоянная добавка по высоте паза статора

$$d_{hs} = h_{ks} + d_{i1} + d_{i2} + d_{i3}.$$

Математическая модель синтеза электромагнитной системы ТГ. В первую очередь рассмотрим, какие изменения должны произойти в статоре и его пазу при изменении числа его пазов с базового значения Q_{sb} до нового Q_s , что будем характеризовать коэффициентом изменения числа пазов статора:

$$k_{Qs} = Q_s / Q_{sb}. \quad (2)$$

Будем считать, что соотношение чисел витков обмотки статора базовой и новой конструкции соответствует соотношению пазов, т.е. $N_s = k_{Qs} N_{sb}$.

Тогда из условия сохранения ЭДС фазной обмотки статора (1), новое значение магнитного потока на полюсном делении $\Phi_s = \Phi_{sb} / k_{Qs}$.

где Q_{ru} – условно-полное число пазов ротора; b_r – ширина паза ротора; $r_{rn}=r_{re} - h_r$ – радиус расположения основания зубцов ротора (рис. 4).

При выборе числа реальных пазов ротора Q_r будем примерно сохранять коэффициент заполнения поверхности ротора пазами

$$k_{Qr} = Q_r / Q_{ru}. \quad (19)$$

По этим формулам (18), (19) для базового варианта ТГ надо взять базовые значения $Q_{rub}, Q_{rb}, b_{rb}, h_{rb}$ и тогда получатся значения параметров k_{Qrb}, b_{rb} , которые далее при варьировании размерами ротора должны примерно сохраниться.

Для преобразования конструкции ротора используются следующие формулы.

Новое условно-полное число пазов ротора

$$Q_{ru} = 4 \cdot \text{ceil} \left(\frac{0,5 \cdot \pi \cdot r_{rn}}{b_{rb} + b_{rb}} - 0,99 \right), \quad (20)$$

где символ *ceil* означает округление до целого числа в сторону большего значения от аргумента в скобках.

Новое число обмотанных пазов ротора

$$Q_r = 4 \cdot \text{ceil} (0,25 \cdot Q_{ru} \cdot k_{Qrb} - 0,99). \quad (21)$$

Число последовательных витков обмотки ротора

$$N_r = N_{cr} \cdot Q_r / 2, \quad (22)$$

где N_{cr} – число эффективных проводников в пазу ротора, а для базового варианта было $N_{crb} = 2 N_{rb} / Q_{rb}$.

Корректировка ротора с изменением размеров его пазов. Для более детализированной корректировки конструкции ротора можно изменять основные размеры его паза (рис. 4).

При корректировке ротора сохраняются:

- площадь сечения стержня обмотки ротора

$$S_{crb} = h_{crb} \cdot b_{crb}; \quad (23)$$

где h_{crb}, b_{crb} – высота и ширина стержня его обмотки;

- изоляционные промежутки в пазу d_{ir1}, d_{ir3} и d_{ir4} , высота клина со шлицом h_{kr} ;

- постоянная добавка к высоте стержня ротора

$$d_{hr} = h_{kr} + d_{ir1} + d_{ir3}; \quad (24)$$

- двухстороннее углубления клина в стенку паза $d_{kr} = b_{kr} - b_{rb}$, где b_{rb} – ширина базового паза ротора;

- ширина основания зубцов ротора b_{rb} (18);

- базовый коэффициент заполнения поверхности ротора пазами k_{Qrb} , определенный по (19).

Чтобы сохранить магнитную индукцию в основании зубцов ротора, при изменении числа пазов статора, пропорционально изменению магнитного потока изменяем радиус расположения дна пазов ротора

$$r_{rn} = r_{rb} / k_{Qr}. \quad (25)$$

По формулам (21) и (22) вычисляются значения Q_{ru} и Q_r .

Сохраняя базовое значение b_{rb} , вычисляемое по формуле, аналогичной (18), получаем новую ширину паза ротора

$$b_r = \frac{2 \cdot \pi \cdot r_{rn}}{Q_r} - b_{rb}. \quad (26)$$

Новые значения размеров стержня ротора

$$b_{cr} = b_r - 2 \cdot d_{ir4}; \quad h_{cr} = S_{crb} / b_{cr}. \quad (27)$$

Новые значения высоты паза и его ширины в зоне выемок под клин

$$h_r = h_{cr} + d_{hr}; \quad b_{kr} = b_r + d_{kr}. \quad (28)$$

Радиусы поверхности ротора и расточки сердечника статора

$$r_{re} = r_{rn} + h_r; \quad r_{si} = r_{re} + \delta. \quad (29)$$

Принимая это новое значение радиуса r_{si} , далее по (12) вычисляется r_{zs} для нового значения числа его зубцов Q_s , а затем и другие новые величины h_s, b_c, h_c, b_s по приведенным выше формулам (12), (8)-(10), а также новые значения ширины клина статора

$$b_{ks} = b_s + d_{ks}, \quad (30)$$

внешний радиус сердечника статора

$$r_{se} = r_{si} + h_s + h_{as}. \quad (31)$$

В итоге формируется, как и ранее, соответствующая геометрическая модель ТГ.

Приведенная совокупность формул от (2) до (31) вместе с промежуточными формулами и составляет математическую модель синтеза электромагнитной системы ТГ при изменении числа пазов его статора.

Структура автоматизированной системы синтеза электромагнитной системы ТГ. Основой использования математической модели, как установлено выше, являются параметры базовой конструкции ТГ и новое значение числа пазов статора. С этого начинается автоматизированный программный комплекс синтеза новой электромагнитной системы ТГ. Блок-схема программы синтеза приведена на рис. 5.

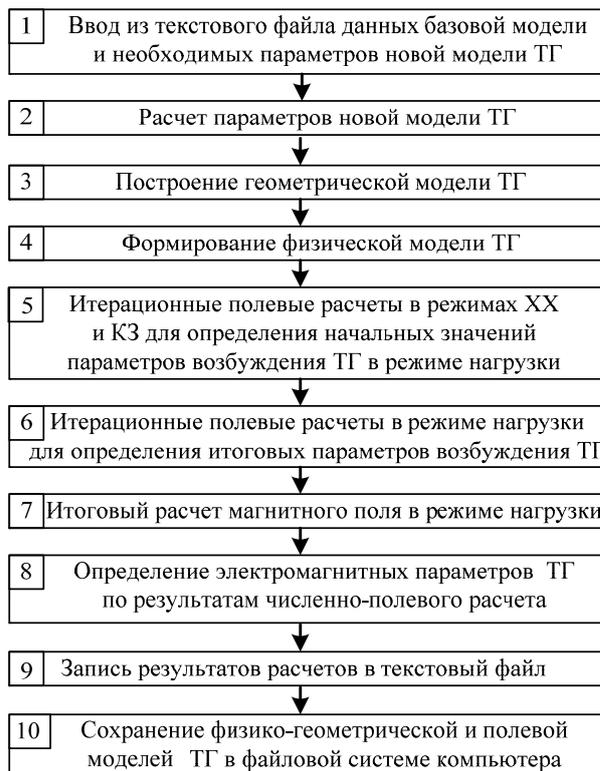


Рис. 5. Блок-схема программы синтеза электромагнитной системы ТГ

Все действия, представленные на рис. 5, организует и выполняет программа, написанная на алгоритмическом языке Lua – скрипт (script) Lua. Эта программа запускается и работает в программной среде

FEMM [5], осуществляющей численный расчет магнитного поля методом конечных элементов.

Смысл блоков 1, 2, 7, 8, 9 и 10 на рис. 5, в принципе, очевиден по приведенным в них текстам. Однако для остальных блоков дадим пояснения.

Суть и программная реализация блоков 3 и 4 представлены в [9]. В них на основе введенной и рассчитанной информации о геометрических размерах ТГ строится геометрическая модель ТГ в соответствии с рис. 2, рис. 3 и рис. 4. Для участков этой модели задаются магнитные и токовые свойства – формируется физическая модель. А в целом получается физико-геометрическая модель ТГ для расчета магнитного поля в программной среде FEMM.

Энергетические параметры ТГ заданы значениями мощности, фазных напряжения и тока, коэффициента мощности. А вот для их достижения в каждом новом варианте ТГ необходимо знать параметры возбуждения магнитного поля в режиме нагрузки. К этим параметрам относятся ток возбуждения в обмотке ротора I_r и фазовый сдвиг β МДС обмотки статора относительно МДС обмотки ротора.

Теория и принцип их определения описаны в [7] и они базируются на итерационных расчетах магнитных полей в режимах холостого хода (ХХ), короткого замыкания (КЗ) и нагрузки. Все это делается в блоках 5 и 6 (рис. 5), а программная реализация представлена в [10]. Там же определяются необходимые электромагнитные параметры ТГ, что соответствует блоку 8 на рис. 5, в котором также проводится гармонический анализ угловой функции магнитного потокоцепления (МПС) и временной функции ЭДС фазной обмотки статора в соответствии с теорией, изложенной в [8].

Результаты работы программного комплекса синтеза электромагнитной системы ТГ.

В первую очередь созданный программный комплекс протестирован на базовой модели ТГ с числом пазов статора $Q_{sb}=30$. То есть на основе базовой модели синтезирована она же. Затем был проведен синтез новых моделей с числами пазов Q_s , равными 24 и 36. Это ближайшие к базовой модели меньшее и большее значения Q_s , с учетом того, что

$$Q_s = 2 \cdot p \cdot m_s \cdot q_s, \quad (32)$$

где число пазов на полюс и фазу q_s должно быть целым числом.

Шаг обмотки статора по пазам y_s рассчитывался в программе по условию обеспечения коэффициента относительного укорочения β_s , ближайшего или равного 0,833, что дает наиболее приемлемый гармонический состав ЭДС обмотки статора [1].

Каждая из моделей ТГ со своими значениями Q_s синтезировалась в двух рассмотренных выше вариантах корректировки ротора: 1) с сохранением размеров его пазов; 2) с их изменением. Номера вариантов далее приписаны к значениям чисел пазов статора.

Отметим, что расчет одного варианта на компьютере достаточно высокого уровня занимал около 10 минут, при этом число узлов конечно-элементной структуры в зависимости от варианта составляло 30-40 тысяч, число треугольников 60-80 тысяч.

Геометрическая модель базового варианта ТГ уже представлялась на рис. 1 и повторена на рис. 6 вместе с картиной рассчитанного магнитного поля. Модели синтезированных электромагнитных систем изображены на рис. 7 – каждая четвертью поперечного сечения с соответствующими фрагментами картины магнитного поля в режиме нагрузки.

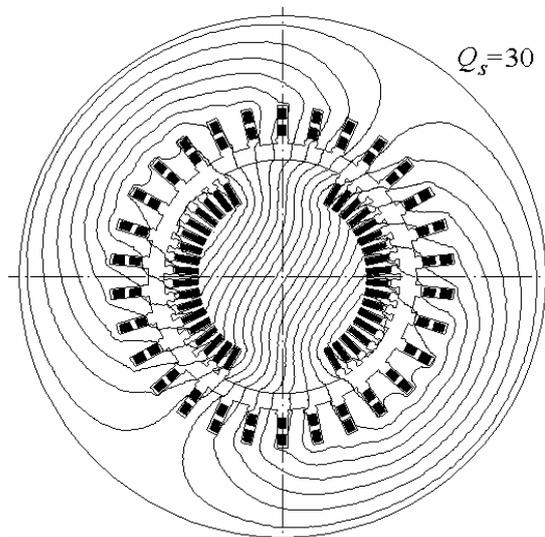


Рис. 6. Базовая электромагнитная система ТГ

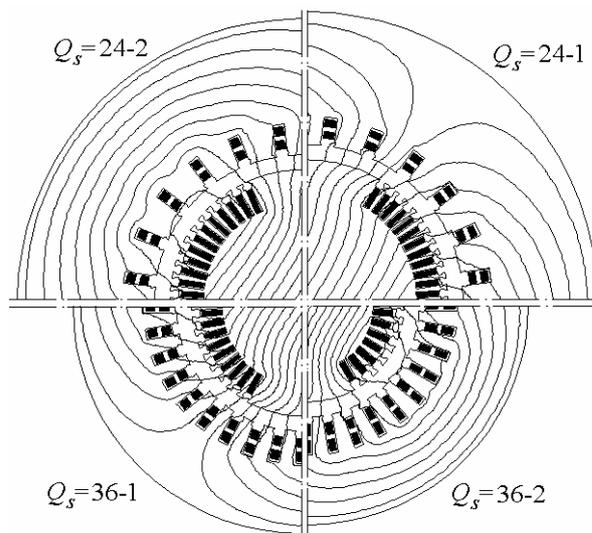


Рис. 7. Варианты электромагнитной системы ТГ

В числовой форме часть информации об этих моделях представлена в табл. 1. Здесь, помимо уже представлявшихся величин, присутствуют еще: I_{ro} – ток ротора в режиме ХХ; $F_r = N_r \cdot I_r$ – МДС обмотки ротора в режиме нагрузки; $F_s = 1,5 \sqrt{2} \cdot I_s \cdot N_s$ – амплитуда МДС обмотки статора; $AW_s = m_s \cdot I_s \cdot N_s$ – ампервитки обмотки статора, которые, в отличие от F_s , характеризуют не электромагнитную суть, а просто конструктивное токовое наполнение обмотки, как и F_r ; k_{Mm} – перегрузочная способность ТГ; P_{ems} – электромагнитная мощность, определенная через электромагнитный момент; ΔP_{rs} – электрические потери мощности в обмотке статора; Φ_{so} , Φ_s – магнитные потоки в зазоре на полюсном делении в режимах ХХ и нагрузки; максимальные значения магнитные индукции в режиме на-

грузки в центральных точках по участкам магнитной системы: B_δ – в зазоре; B_{zr} , B_{yr} – в зубцах и ярме сердечника ротора; B_{zs} , B_{ys} – в зубцах и ярме сердечника статора.

Таблица 1

Параметры электромагнитной системы ТГ при разных ее вариантах

Q_s	24-1	24-2	30	36-1	36-2
y_s	10	10	12	15	15
β_s	0,833	0,833	0,8	0,833	0,833
Q_r	48	48	36	36	36
N_r	168	168	126	126	98
N_s	8	8	10	12	12
r_{sl} , мм	797	749	637,5	637,50	570
r_{se} , мм	1482	1451	1250	1167	1126
h_s , мм	148	165	183	171	199
b_s , мм	68,8	58,5	50,8	55,5	46,0
h_{cs} , мм	36,1	44,4	53,5	47,6	61,4
b_{cs} , мм	55,4	45,1	37,4	42,1	32,6
h_{r2} , мм	160	171,5	160	160	158,7
b_r , мм	33,9	34,	33,9	33,9	37,9
I_{r0} , А	715	840	1028	847	1269
I_r , А	1896	2121	3159	3419	5020
β , град	-158,56	-156,98	-160,42	-166,13	-162,78
F_r , кА	319	356	398	431	492
F_s , кА	196	196	245	294	294
AW_s , кА	277	277	346	416	416
k_{Mm}	1,748	1,820	1,712	1,548	1,666
P_{ems} , МВт	343,5	340,9	341,2	342,3	342,1
ΔP_{rs} , кВт	851	851	1064	1277	1277
Φ_{s0} , Вб	1,339	1,328	1,102	0,920	0,919
Φ_s , Вб	1,459	1,475	1,248	1,065	1,080
B_δ , Тл	1,309	1,224	1,306	1,139	1,260
B_{zr} , Тл	1,682	1,809	1,910	1,773	2,018
B_{yr} , Тл	1,393	1,597	1,771	1,563	1,978
B_{zs} , Тл	1,629	1,512	1,635	1,738	1,703
B_{ys} , Тл	1,604	1,607	1,639	1,699	1,668

Более подробно смысл и порядок определения представленных величин можно найти в работах, перечень которых есть в [11].

В табл. 2 представлен гармонический состав временной функции ЭДС фазной обмотки, который определяется в соответствии с [8]. Здесь даны амплитуда первой гармоники $E_{m,1}$ в абсолютном измерении, а также амплитуды нечетных высших гармоник с номерами ν – в относительной форме $E_{m,\nu,*} = E_{m,\nu} / E_{m,1}$.

Общее наполнение ряда характеризует коэффициент искажения

$$d_{dist} = \frac{E_{m,1}}{\sqrt{\sum_{\nu=1,3,5,\dots}^{N_g} E_{m,\nu}^2}}, \quad (33)$$

где N_g – число учитываемых гармоник, равное $Q_s/2$.

Этот коэффициент (33) для «чистой» синусоиды равен единице, а его уменьшение показывает увеличение роли высших гармоник. Хотя, в принципе, полученные гармонические составы для рассмотренных вариантов электромагнитной системы ТГ являются вполне приемлемыми с точки зрения качества вырабатываемой электроэнергии, тем более, что основная высшая гармоника – третья, при соединении обмотки

статора в «звезду» в трехфазной системе линейных напряжений теоретически исчезает.

Таблица 2

Гармонический состав ЭДС обмотки статора при разных вариантах электромагнитной системы ТГ

Q_s	24-1	24-2	30	36-1	36-2
E_{m1} , В	16715	16715	16930	17198	17196
E_{m3*}	0,0564	0,1112	0,0647	0,0745	0,0719
E_{m5*}	0,0087	0,0044	0,0048	0,0125	0,0125
E_{m7*}	0,000	0,0024	0,0069	0,0024	0,0051
E_{m9*}	0,0038	0,000	0,0083	0,0061	0,0063
E_{m11*}	0,0205	0,0166	0,0192	0,0191	0,0221
E_{m13*}	-	-	0,0105	0,0181	0,0209
E_{m15*}	-	-	-	0,0024	0,0037
E_{m17*}	-	-	-	-	0,0052
d_{distE}	0,9982	0,9937	0,9976	0,9968	0,9968

Приведенные в таблицах данные и модели на рис. 6 и рис. 7 дают представления о происходящих изменениях при модернизации электромагнитной системы ТГ. Однако их подробный анализ выходит за рамки данной статьи. Их роль – продемонстрировать возможности и эффективность разработанной системы синтеза электромагнитной системы ТГ на примере изменения числа пазов сердечника статора.

Выводы.

1. Система синтеза электромагнитной системы ТГ становится возможной благодаря численным методам расчета магнитных полей в сочетании с быстродействующими компьютерами и эффективным программным обеспечением.

2. Рассмотренный вариант синтеза на примере модернизации ТГ посредством изменения числа пазов сердечника статора обеспечил возможность представления принципов построения и реализации системы проектного синтеза, вообще, и может быть, в частности, расширен для возможности варьирования и другими параметрами ТГ с целью оптимизации его конструкции.

3. Для практического использования при проектировании ТГ разработанная и представленная система синтеза может быть более детализирована с уточнением отдельных составляющих математической модели при сохранении принципов построения и реализации такой системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Извеков В.И., Серихин Н.А., Абрамов А.И. Проектирование турбогенераторов. 2-е издание. – М.: МЭИ, 2005. – 440 с.
2. Зозулін Ю.В., Антонов О.С., Бичік В.М., Боричевський А.М., Кобзар К.О., Лівшиць О.Л., Ракогон В.Г., Роговий І.Х., Хаймович Л.Л., Чередник В.І. Створення нових типів та модернізація діючих турбогенераторів для теплових електричних станцій. – Харків: ПФ «Колегіум», 2011. – 228 с.
3. Bianchi Nicola. Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material) // CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005. – 276 p.
4. Мильх В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров электрических машин на основе численных расчетов магнитных полей // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – №2. – С. 40-46. doi: 10.20998/2074-272X.2006.2.09.
5. Meeker D. Finite Element Method Magnetics. FEMM 4.2 11 Oct 2010 Self-Installing Executable. Режим доступа: www.femm.info/wiki/OldVersions.

6. 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.
7. Милых В.И., Полякова Н.В. Организация численного расчета магнитного поля турбогенератора в режиме нагрузки с обеспечением заданных его выходных параметров // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2012. – №1. – С. 36-41. doi: 10.20998/2074-272X.2012.1.08.
8. Милых В.И., Полякова Н.В. Гармонический анализ электромагнитных величин трехфазной обмотки статора турбогенератора на основе классических и численно-полевых методов // *Технічна електродинаміка*. – 2013. – №3. – С. 40-49.
9. Милых В.И., Полякова Н.В. Автоматизированное формирование расчетных моделей турбогенераторов для программной среды FEMM // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2015. – № 4. – С. 7-14. doi: 10.20998/2074-272X.2015.4.02.
10. Милых В.И., Полякова Н.В. Определение электромагнитных параметров и фазовых соотношений в турбогенераторах автоматизированным расчетом магнитного поля в программной среде FEMM // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2016. – №1. – С. 26-32. doi: 10.20998/2074-272X.2016.1.05.
11. Милых В.И., Полякова Н.В. Численно-полевые расчеты электромагнитных параметров турбогенераторов // *Вісник НТУ «ХПІ»*. Серія: «Електричні машини та електромеханічне перетворення енергії». – 2014. – №38(1081). – С. 3-18.

REFERENCES

1. Izvekov V.I., Serihin N.A., Abramov A.I. *Proektirovanie turbogeneratorov* [Planning of turbogenerators]. Moscow, MEI Publ., 2005. 440 p. (Rus).
2. Yu.V. Zozulin, O.Ye. Antonov, V.M. Bychik, A.M. Borychevskyy, K.O. Kobzar, O.L. Livshyts', V.H. Rakohon, I.Kh. Rohovyy, L.L. Khaymovych, Cherednyk V.I. *Sivorennya novykh typiv ta modernizacija dijuchykh turbogeneratoriv dlja teplovykh elektrichnykh stancij* [Creation of new types and modernization of the existing turbogenerators for the thermal electric stations]. Kharkiv, PF Kolehium Publ., 2011. 228 p. (Ukr).
3. Bianchi Nicola. *Electrical Machine Analysis Using Finite Elements (Copyrighted Material)*. CRC Press, Taylor & Francis Group, University of West Florida, 2005. 276 p.
4. Milykh V.I., Polyakova N.V. Determination of electromagnetic parameters of electric machines based on numerical calculations of magnetic field. *Electrical engineering & electromechanics*, 2006, no.2, pp. 40-46. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2006.2.09.
5. 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).
6. 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. *Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no.5, pp. 33-38. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2011.5.07.
7. Milykh V.I., Polyakova N.V. Organization of numerical calculation of turbogenerator magnetic field under load with specified output parameters control. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.1, pp. 36-41. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2012.1.08.
8. Milykh V.I., Polyakova N.V. Harmonious analysis of electromagnetic sizes three-phase winding of stators of turbogenerator on basis classic and numeral field methods. *Tekhnichna elektrodynamika*, 2013, no.3, pp. 40-49. (Rus).
9. Milykh V.I., Polyakova N.V. Automated formation of calculation models of turbogenerators for software environment FEMM. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.4, pp. 7-14. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2015.4.02.

10. Milykh V.I., Polyakova N.V. Determination of electromagnetic parameters and phase relations in turbo-generators by the automated calculation of the magnetic field in the software environment FEMM. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.1, pp. 26-32. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2016.1.05.
11. Milykh V.I., Polyakova N.V. Numerically-field calculations of the electromagnetic parameters of turbogenerators. *Bulletin of NTU «KhPI»*. Series: «Electric machines and electromechanical energy conversion», 2014, no.38(1081), pp. 3-18. (Rus).

Поступила (received) 18.08.2016

Милых Владимир Иванович, д.т.н., проф.,
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
тел/phone +38 057 7076514, e-mail: mvikemkpi@gmail.com

V.I. Milykh

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

A turbo-generator design synthesis based on the numerical-field calculations at varying the number of stator slots.

Purpose. The work is dedicated to the presentation of the principle of construction and implementation of an automated synthesis system of the turbo-generator (TG) electromagnetic system in the case of its modernization. This is done on the example of changing the number of the stator core slots.

Methodology. The basis of the synthesis is a TG basic construction. Its structure includes the mathematical and physical-geometrical models, as well as the calculation model for the FEMM software environment, providing the numerical calculations of the magnetic fields and electromagnetic parameters of TG. The mathematical model links the changing and basic dimensions and parameters of the electromagnetic system, provided that the TG power parameters are ensured. The physical-geometrical model is the geometric mapping of the electromagnetic system with the specified physical properties of its elements. This model converts the TG electromagnetic system in a calculation model for the FEMM program.

Results. Testing of the created synthesis system is carried out on the example of the 340 MW TG. The geometric, electromagnetic and power parameters of its basic construction and its new variants at the different numbers of the stator slots are compared. The harmonic analysis of the temporal function of the stator winding EMF is also made for the variants being compared. **Originality.** The mathematical model, relating the new and base parameters of TG at the changing of the number of the stator slots is created. A Lua script, providing the numerical-field calculations of the TG electromagnetic parameters in the FEMM software environment is worked out. Construction of the constructive and calculation models, the numerical-field calculations and delivery of results are performed by a computer automatically, that ensures high efficiency of the TG design process. **Practical value.** The considered version of the TG modernization on the example of changing the number of the stator core slots provided an opportunity for the presentation of the principle of construction and implementation of design synthesis system. For the practical use in the TG designing process, the developed and presented system can be more detailed with specifying the individual components of the mathematical model and expanded for varying other parameters of TG and optimizing its design. References 11, tables 2, figures 7.

Key words: turbo-generator, modernization, design synthesis, mathematical model, Lua script, FEMM program, numerical-field calculations, electromagnetic parameters.

Б.И. Кузнецов, Т.Б. Никитина, А.В. Волошко, И.В. Бовдуй, Е.В. Виниченко, Б.Б. Кобылянский

СИНТЕЗ СИСТЕМ АКТИВНОГО ЭКРАНИРОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ВОЗДУШНЫХ ЛИНИЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Проведено синтез систем активного екранування техногенного магнітного поля повітряних ліній електропередачі всередині заданої області простору за допомогою керованих джерел магнітного поля. Синтез зводиться до вирішення задачі багатокритеріального нелінійного програмування з обмеженнями, в якій обчислення цільових функцій і обмежень виконуються на основі закону Біо - Савара - Лапласа. Завдання вирішується методом стохастичної мультиагентної оптимізації мультироєм частинок, що дозволяє істотно скоротити час її вирішення. Приведені результати синтезу систем активного екранування для різних типів ЛЕП і з різною кількістю керованих обмоток. Показана можливість суттєвого зниження рівня індукції вихідного магнітного поля всередині заданої області простору. Бібл. 13, рис. 6.

Ключові слова: повітряні лінії електропередачі, магнітне поле промислової частоти, система активного екранування, багатокритеріальний синтез, стохастична мультиагентна оптимізація, мультироєм частинок.

Проведен синтез систем активного екранування техногенного магнітного поля, створюваного різними повітряними лініями електропередачі всередині заданої області простору, з допомогою керуваного джерела магнітного поля. Синтез зводиться до рішення задачі багатокритеріального нелінійного програмування з обмеженнями, в якій обчислення цільових функцій і обмежень виконуються на основі закону Біо - Савара - Лапласа. Задача вирішується методом стохастичної мультиагентної оптимізації мультироєм частинок, що дозволяє суттєво скоротити час її вирішення. Приведені результати синтезу систем активного екранування для різних типів ЛЕП і з різною кількістю керуваного обмоток. Показана можливість суттєвого зниження рівня індукції вихідного магнітного поля всередині заданої області простору. Бібл. 13, рис. 6.

Ключевые слова: воздушные линии электропередач, магнитное поле промышленной частоты, система активного экранирования, многокритериальный синтез, стохастическая мультиагентная оптимизация, мультироєм частинок.

Введение. Многие жилые здания и сооружения расположены в непосредственной близости от воздушных линий электропередачи так, что уровень индукции магнитного поля внутри них превышает современные санитарные нормы. Кроме того, в связи с постоянным удорожанием земли, продолжается строительство жилых, административных и других общественных зданий и сооружений в местах прохождения существующих воздушных линий электропередачи. Одним из возможных путей эксплуатации таких зданий является применение систем активного экранирования.

Анализ существующих систем активного экранирования. В настоящее время интенсивно проводятся исследования и внедряются разнообразные системы активного экранирования техногенного магнитного поля промышленной частоты [1-9]. В таких системах в качестве исполнительного органа системы активного экранирования используются специальные обмотки – активные кабели, количество которых определяется спецификой решаемой задачи. Наиболее широкое распространение получили системы активного экранирования с одной обмоткой [1]. Для повышения эффективности системы используют две, три, шесть, двадцать четыре и более обмоток [9]. Для управления этими обмотками может использоваться различное количество измерителей индукции магнитного поля – магнитометров: один, два, три, шесть, двадцать четыре и более. Количество магнитометров, обычно, равно количеству управляемых обмоток, либо количеству пар обмоток. В частности, при шести обмотках типа колец Гельмгольца могут использоваться три магнитометра, расположенные в центре

области экранирования магнитного поля и ориентированные ортогонально относительно управляемых обмоток [9].

Целью работы является синтез и исследование систем активного экранирования магнитного поля промышленной частоты, создаваемого различными ЛЭП, с различным количеством обмоток магнитных исполнительных органов и оценка эффективности синтезированных систем.

Формулировка задачи оптимального управления на основе многокритериальной оптимизации. Рассмотрим решение задачи синтеза систем активного экранирования техногенного магнитного поля промышленной частоты, создаваемого воздушными линиями электропередачи внутри заданной области пространства, на основе многокритериального подхода [12]. Техногенное магнитное поле создается трехфазной воздушной линией электропередачи. Система активного экранирования магнитного поля содержит датчики магнитного поля, систему управления, источник питания и управляемые источники магнитного поля – обмотки с регулируемым током, установленные в зоне, где необходимо поддерживать параметры внутреннего магнитного поля в заданных пределах.

При заданной структуре системы активного экранирования задача синтеза системы активного экранирования магнитного поля в заданном пространстве сводится к определению такого вектора пространственного расположения и геометрических размеров компенсируемых обмоток, а также параметров регулятора X , при котором максимальное значение индукции магнитного поля в выбранных точках P_i рас-

смагриваемого пространства P принимает минимальное значение

$$X^* = \arg \min_{X \in X} \max_{P_i \in P} B(X, P_i). \quad (1)$$

При минимизации индукции $B(X, P_i)$ в точке P_i значения индукции в других точках рассматриваемого пространства, расположенных в окрестности этой точки, больше этого минимального значения либо за счет недокомпенсации, либо за счет перекомпенсации уровня индукции исходного магнитного поля с помощью системы активного экранирования. Причем, по мере приближения рассматриваемой точки к управляемым обмоткам значение индукции становится существенно больше индукции исходного уровня магнитного поля за счет перекомпенсации. Поэтому задача (13) не может быть сведена к решению m локальных задач минимизации индукции $B(X, P_i)$ в точках P_i

$$X_i^* = \arg \min_{X \in X} B(X, P_i), \quad i = \overline{1, m}, \quad (2)$$

а затем к выбору такого решения X^* из множества m локальных оптимумов X_i^* , $i = \overline{1, m}$, при котором максимальное значение индукции $B(X, P_i)$ во всех рассматриваемых точках P_i является минимальным

$$X^{**} = \arg \min_{i=1, m} \max_{j=1, m} B_{ij}^*(X_i^*, P_j), \quad (3)$$

где $B_{ij}^*(X_i^*, P_j)$ – значение индукции в точке P_j , вычисленное при оптимальном значении вектора искомым параметров регуляторов X_i^* , найденных из условия минимизации (3) уровня индукции в точке P_i .

В общем виде задача (1) синтеза системы активного экранирования магнитного поля промышленной частоты, создаваемого воздушными линиями электропередачи внутри заданной области пространства, может быть сформулирована в виде следующей задачи многокритериальной оптимизации векторного критерия

$$B(X) = [B(X, P_1), B(X, P_2), \dots, B(X, P_m)]^T, \quad (4)$$

компонентами которого $B(X, P_i)$ являются модули вектора индукции в m точках P_i рассматриваемого пространства. При этом, естественно, необходимо учитывать ограничения на вектор управления и переменные состояния в виде векторного неравенства и, возможно, равенства

$$G(X) \leq G_{\max}, \quad H(X) = 0. \quad (5)$$

Заметим, что компонентами векторного критерия (4) и ограничений (5) являются нелинейные функции вектора искомым параметров регуляторов X и их вычисление выполняется на основании закона Био-Савара-Лапласа [10, 11].

Метод решения задачи многокритериальной оптимизации. Задача нахождения локального минимума (4) в одной точке P_i рассматриваемого пространства, как правило, является многоэкстремальной, содержащей локальные минимумы и максимумы, поэтому, для ее решения целесообразно использовать алгоритмы стохастической мультиагентной оптимизации [12]. Рассмотрим алгоритм нахождения множе-

ства Парето-оптимальных решений многокритериальных задач нелинейного программирования на основе стохастической мультиагентной оптимизации. На сегодняшний день разработано большое количество алгоритмов оптимизации роением частиц – PSO алгоритмов на основе идеи коллективного интеллекта роя частиц, такие как gbest PSO и lbest PSO алгоритмы [13]. Применение стохастических мультиагентных методов оптимизации для решения многокритериальных задач на сегодняшний день вызывает определенные трудности и это направление продолжает интенсивно развиваться [12, 13]. Для решения исходной многокритериальной задачи нелинейного программирования (4) с ограничениями (5) построим алгоритм стохастической мультиагентной оптимизации на основе множества роений частиц, количество которых равно количеству компонент векторного критерия оптимизации. В стандартном алгоритме оптимизации роением частиц изменение скоростей частиц осуществляется по линейным законам [13]. Для повышения скорости нахождения глобального оптимума используется нелинейный алгоритм стохастической мультиагентной оптимизации [12].

С помощью отдельных j -тых роений решаются задачи оптимизации скалярных критериев $B(X, P_j)$, которые являются компонентами векторного критерия оптимизации (4). Для нахождения глобального решения исходной многокритериальной задачи (4) в ходе поисков оптимальных решений локальных критериев отдельные роения обмениваются информацией между собой. При этом для вычисления скорости движения частиц одного роя используется информация о глобальном оптимуме, полученным частицами другого роя, что позволяет выделить все потенциальные Парето оптимальные решения. С этой целью на каждом шаге t движения i -той частицы j -того роя используются функции бинарных предпочтений локальных решений, полученных всеми роениями. Решение $X_j^*(t)$, полученное в ходе оптимизации целевой функции $B(X(t), P_j)$ с помощью j -того роя, является предпочтительным по отношению к решению $X_k^*(t)$, полученному в ходе оптимизации целевой функции $B(X(t), P_k)$ с помощью k -того роя, т.е. $X_j^*(t) \succ X_k^*(t)$, если выполняется условие

$$\max_{i=1, m} B(P_i, X_j^*(t)) < \max_{i=1, m} B(P_i, X_k^*(t)). \quad (6)$$

При этом в качестве глобального оптимального решения $X_k^*(t)$ k -того роя используется глобальное решение $X_j^*(t)$, полученное j -тым роением, которое является более предпочтительным по отношению к глобальному решению $X_k^*(t)$ k -того роя на основании отношения предпочтения (6).

Фактически при таком подходе реализуется основная идея метода последовательного сужения области компромиссов – из исходного множества возможных решений на основании информации об относительной важности локальных решений последовательно удаляются все Парето-оптимальные решения,

которые не могут быть выбранными согласно имеющейся информации об отношении предпочтения. Удаление осуществляется до тех пор, пока не будет получено глобально оптимальное решение. В результате применения такого подхода на каждом шаге сужения не будет удалено ни одно потенциально оптимальное решение.

Результаты моделирования на ЭВМ. Рассмотрим синтез систем активного экранирования магнитного поля, создаваемого воздушными линиями электропередачи различного конструктивного исполнения, внутри заданной области пространства с помощью управляемых источников магнитного поля с различным количеством компенсирующих обмоток и различной конструкции. В начале рассмотрим системы активного экранирования магнитного поля, создаваемого двухцепными воздушными линиями электропередачи, имеющими шесть токопроводов. Как было показано многими исследователями [3, 5], магнитное поле, создаваемое такой линией имеет эллиптическую поляризацию, что позволяет построить системы активного экранирования с одной компенсационной обмоткой. Заметим, что такие системы получили наибольшее распространение в мировой практике [1, 6, 8]. В качестве примера на рис. 1 показаны линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования магнитного поля с помощью одной обмотки магнитного исполнительного органа. Как видно из этого рисунка, в рассматриваемом пространстве, где необходимо экранировать магнитное поле, при включенной системе активного экранирования уровень индукции магнитного поля не превосходит 0,4 мкТл, в то время как уровень индукции исходного магнитного поля изменяется в пределах от 1,8 мкТл до 0,5 мкТл.

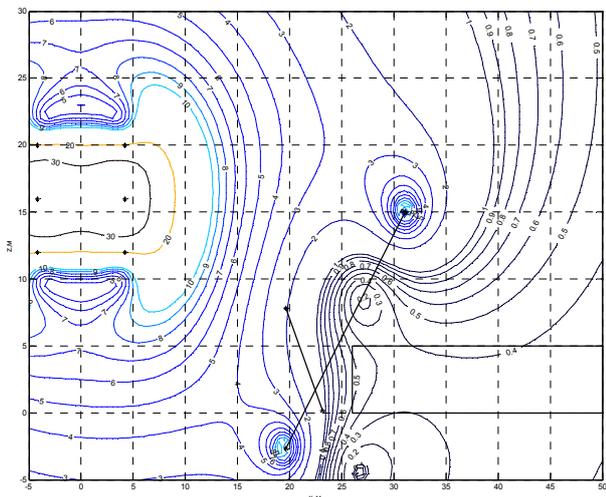


Рис. 1. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с одной обмоткой

Для повышения эффективности работы системы добавим еще одну обмотку, как это показано на рис. 2. В такой системе активного экранирования уровень индукции магнитного поля не превосходит 0,2 мкТл, в то время как уровень индукции магнитного поля в системе с одной обмоткой снижается лишь до 0,4 мкТл.

В мировой практике построения систем активно экранирования кроме однофазных обмоток используются также трехфазные обмотки, позволяющие создавать вращающееся магнитное поле, как это показано на рис. 3.

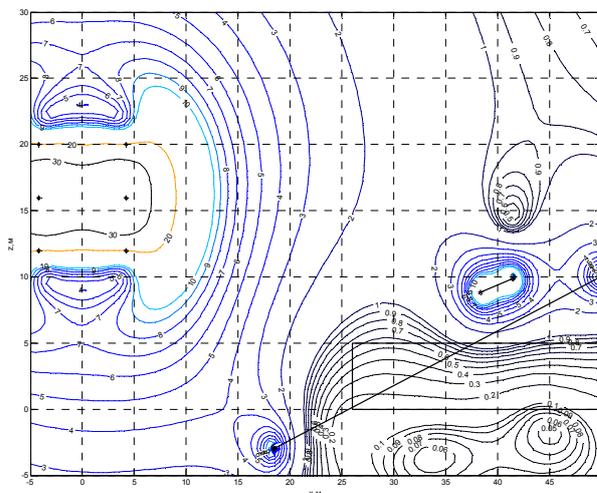


Рис. 2. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с двумя обмотками

В такой системе уровень магнитного поля не превосходит 0,4 мкТл, так что эта система обеспечивает такую же эффективность, что и система с одной обмоткой, как это показано на рис. 1. Однако, при этом, трехфазная обмотка занимает меньше места, чем однофазная обмотка при той же эффективности системы.

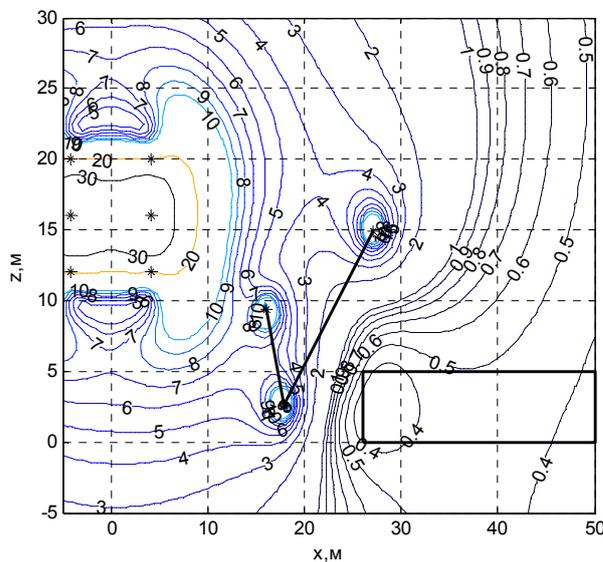


Рис. 3. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с трехфазной обмоткой

На рис. 4 показаны линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с помощью трехфазной и однофазной обмоток. Уровень индукции магнитного поля в такой системе не превосходит 0,3 мкТл.

Рассмотрим теперь синтез систем активного экранирования магнитного поля, создаваемого одноцепными

ми воздушными линиями электропередачи, имеющими три токоведущих провода. Магнитное поле, создаваемое такой линией имеет практически круговую поляризацию [3, 5], поэтому для построения системы активного экранирования необходимо использовать, по меньшей мере, две компенсационные обмотки.

На рис. 5 показаны линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с двумя обмотками.

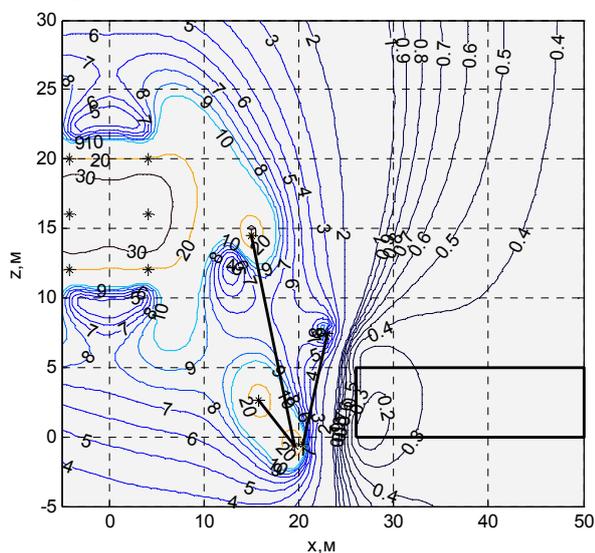


Рис. 4. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с трехфазной и однофазной обмотками

Как видно на рис. 5, в рассматриваемом пространстве, где необходимо экранировать магнитное поле, при включенной системе активного экранирования уровень индукции магнитного поля не превосходит 0,4 мкТл, в то время как уровень индукции исходного магнитного поля изменяется в пределах от 1,8 мкТл до 0,5 мкТл.

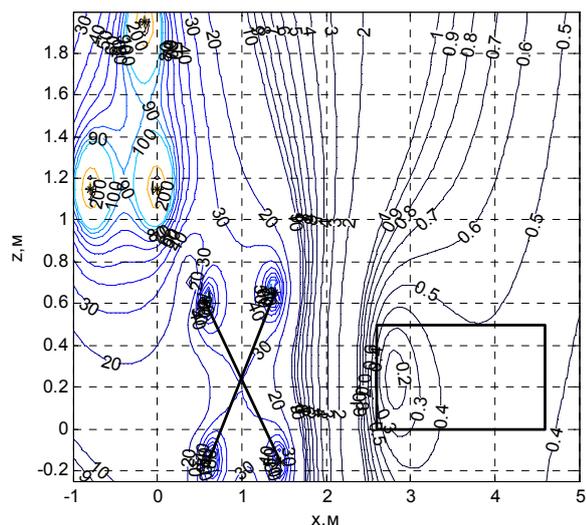


Рис. 5. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с двумя обмотками

Магнитное поле с круговой поляризацией можно также создавать и с помощью трехфазной обмотки, как это показано на рис. 6. Уровень индукции магнитного поля в такой системе не превышает 0,4 мкТл.

Выводы.

1. Показано, что задача синтеза системы активного экранирования сводится к решению задачи многокритериального нелинейного программирования с ограничениями, в которой вычисления целевых функций и ограничений выполняются на основании закона Био-Савара-Лапласа.

2. Предложено осуществлять решение задачи синтеза на основе построения Парето оптимальных решений с помощью алгоритмов стохастической мультиагентной оптимизации мультироем частиц, что позволяет сократить время решения задачи.

3. Подтверждена возможность снижения уровня индукции магнитного поля внутри заданной области пространства при использовании синтезированной системы активного экранирования в четыре раза.

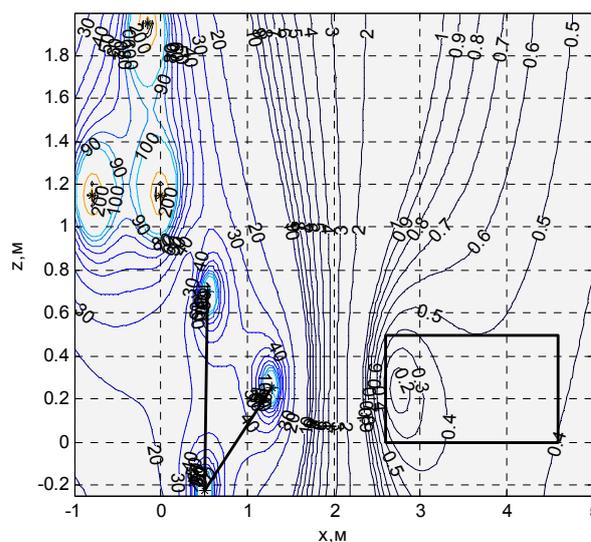


Рис. 6. Линии равного уровня индукции магнитного поля с включенной системой активного экранирования с трехфазной обмоткой

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). <http://www.emfservices.com/afcs.html>.
2. Beltran H., Fuster V., Garcia M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications // 9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE), Marbella (Málaga). – 2005. – pp. 84-99.
3. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization // IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology. – 2004. – Vol. 151. – № 1. – pp. 2-7. doi: 10.1049/ip-smt:20040002.
4. Ter Brake H.J.M., Wieringa H.J., Rogalla H. Improvement of the performance of a mu-metal magnetically shielded room by means of active compensation (biomagnetic applications) // Measurement Science and Technology. – 1991. – Vol. 2(7). – pp. 596-601. doi: 10.1088/0957-0233/2/7/004.
5. Yamazaki K., Kato K., Kobayashi K. MCG Measurement in the environment of active magnetic shield // Neurology and Clinical Neurophysiology. – 2004. – Vol. 40. – pp. 1-4.
6. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction // Conference Paper of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Minneapolis (USA). – 2002. – Vol.1. – pp. 222-226. doi: 10.1109/isemc.2002.1032478.
7. Shenkman A., Sonkin N., Kamensky V. Active protection from electromagnetic field hazards of a high voltage power line

// HAIT Journal of Science and Engineering. Series B: Applied Sciences and Engineering. – Vol. 2. – Issues 1-2, pp. 254-265.

8. Ter Brake H.J.M., Huonker R., Rogalla H. New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms // *Measurement Science and Technology*. – 1993. – Vol. 4. – Issue 12. – pp. 1370-1375. doi: 10.1088/0957-0233/4/12/010.

9. Kazuo Kato, Keita Yamazaki, Tomoya Sato, Akira Haga, Takashi Okitsu, Kazuhiro Muramatsu, Tomoaki Ueda, Masahito Yoshizawa. Shielding effect of panel type active magnetic compensation // *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*. – 2005. – Vol. 125. – Issue 2. – pp. 99-106. doi: 10.1541/ieejfms.125.99.

10. Розов В.Ю., Реуцкий С.Ю., Пилюгина О.Ю. Метод расчета магнитного поля трехфазных линий электропередачи // *Технічна електродинаміка*. – 2014. – №5. – С. 11-13.

11. Nikolova N.K., Bakr M.H. *Electromagnetics I. Matlab Experiments Manual for EE2FH3* // Department of Electrical and Computer Engineering McMaster University, 2012. – 96 p.

12. Clerc M. *Particle Swarm Optimization*. – London: ISTE Ltd, 2006. – 244 p. doi: 10.1002/9780470612163.

13. Gazi V., Passino K.M. *Swarm Stability and Optimization*. – Springer, 2011. – 318 p. doi: 10.1007/978-3-642-18041-5.

REFERENCES

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

2. Beltran H., Fuster V., García M. Magnetic field reduction screening system for a magnetic field source used in industrial applications. *9 Congreso Hispano Luso de Ingeniería Eléctrica (9 CHLIE)*, Marbella (Málaga, Spain), 2005, pp. 84-99.

3. Celozzi S., Garzia F. Active shielding for power-frequency magnetic field reduction using genetic algorithms optimization. *IEE Proceedings – Science, Measurement and Technology*, 2004, Vol.151, no.1, pp. 2-7. doi: 10.1049/ip-smt:20040002.

4. Ter Brake H.J.M., Wieringa H.J., Rogalla H. Improvement of the performance of a mu -metal magnetically shielded room by means of active compensation (biomagnetic applications). *Measurement Science and Technology*, 1991, Vol.2(7), pp. 596-601. doi: 10.1088/0957-0233/2/7/004.

5. Yamazaki K., Kato K., Kobayashi K. MCG Measurement in the environment of active magnetic shield. *Neurology and Clinical Neurophysiology*, 2004, Vol. 40, pp. 1-4.

6. Celozzi S. Active compensation and partial shields for the power-frequency magnetic field reduction. *Conference Paper of IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*. Minneapolis (USA), 2002, Vol.1, pp. 222-226. doi: 10.1109/isemc.2002.1032478.

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

8. Ter Brake H.J.M., Huonker R., Rogalla H. New results in active noise compensation for magnetically shielded rooms. *Measurement Science and Technology*, 1993, Vol. 4, Issue 12, pp. 1370-1375. doi: 10.1088/0957-0233/4/12/010.

9. Kazuo Kato, Keita Yamazaki, Tomoya Sato, Akira Haga, Takashi Okitsu, Kazuhiro Muramatsu, Tomoaki Ueda, Masahito Yoshizawa. Shielding effect of panel type active magnetic compensation. *IEEJ Transactions on Fundamentals and Materials*, 2005, Vol. 125, Issue 2, pp. 99-106. doi: 10.1541/ieejfms.125.99.

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

11. Nikolova N.K., Bakr M.H. *Electromagnetics I. Matlab Experiments Manual for EE2FH3*. Department of Electrical and Computer Engineering McMaster University, 2012. 96 p.

12. Clerc M. *Particle Swarm Optimization*. London, ISTE Ltd., 2006. 244 p. doi: 10.1002/9780470612163.

13. Gazi V., Passino K.M. *Swarm Stability and Optimization*. Springer, 2011. 318 p. doi: 10.1007/978-3-642-18041-5.

Поступила (received) 15.09.2016

Кузнецов Борис Иванович¹, д.т.н., проф.,
Никитина Татьяна Борисовна², д.т.н., проф.,
Волошко Александр Валерьевич¹, к.т.н., н.с.,
Бовдуй Игорь Валентинович¹, к.т.н., н.с.,
Виниченко Елена Владимировна¹, к.т.н., м.н.с.,
Кобылянский Борис Борисович¹, к.т.н. доц.

¹ Государственное учреждение «Институт технических проблем магнетизма Национальной Академии Наук Украины», 61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19, тел/phone +38 050 5766900, e-mail: bikuznetsov@mail.ru

² Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, 61002, Харьков, ул. Петровского, 25, e-mail: tatjana55555@gmail.com

B.I. Kuznetsov¹, T.B. Nikitina², A.V. Voloshko¹, I.V. Bovdyj¹, E.V. Vinichenko¹, B.B. Kobilyanskiy¹

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

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

Synthesis of an active shielding system of the magnetic field of power lines based on multiobjective optimization.

Purpose. The synthesis of the active shielding systems by technogenic magnetic field generated by the different types of high voltage power lines in a given region of space using various cables of controlled magnetic field sources. **Methodology.** The initial parameters for the synthesis of active shielding system parameters are the location of the high voltage power lines with respect to the protected transmission line space, geometry and number of cables, operating currents, as well as the size of the protected space and normative value magnetic field induction, which should be achieved as a result of shielding. The objective of the synthesis of the active shielding system is to determine their number, configuration, spatial arrangement, wiring diagrams and compensation cables currents, setting algorithm of the control systems as well as the resulting value of the induction magnetic field at the points of the protected space. Synthesis of active shielding system is reduced to the problem of multiobjective nonlinear programming with constraints in which calculation of the objective functions and constraints are carried out on the basis of Biot – Savart – Laplace law. The problem is solved by a stochastic multi-agent optimization of multiswarm of particles which can significantly reduce the time to solve it. **Results.** Active screening system synthesis results for the various types of transmission lines and with different amounts of controlled cables is given. The possibility of a significant reduction in the level of induction of the magnetic field source within a given region of space. **Originality.** For the first time carried out the synthesis of the active shielding systems, by magnetic field generated by the different types of high voltage power lines within a given region of space controlled by a magnetic field sources with different amounts of controlled cables. **Practical value.** Practical recommendations on reasonable choice of the number and spatial arrangement of compensating cables of active shielding systems for different types of high voltage power lines in order to ensure the effectiveness of a given shielding of the magnetic field high voltage power lines. References 13. figures 6.

Key words: power lines, power frequency magnetic field, active shielding system, multiobjective synthesis, stochastic multi-agent optimization, particle multiswarm.

МЕТОДИКА ВЫБОРА ИНДУКТИВНОСТИ ФАЗНЫХ РЕАКТОРОВ СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФИЛЬТРА

Мета. Метою статті є розробка методики вибору індуктивності фазних реакторів паралельного силового активного фільтра, що заснована на обліку як низькочастотної так і високочастотної складових електромагнітних процесів в силовій схемі. **Методика.** Для проведення досліджень використовувалися положення теорії електричних кіл, векторний аналіз, математичне моделювання в пакеті Matlab. **Результати.** Розроблено нову методику вибору індуктивності фазних реакторів паралельного силового активного фільтра, що дозволяє отримати мінімально можливі значення коефіцієнта нелінійних спотворень мережного струму. **Наукова новизна.** Підвищено точність методів вибору індуктивності фазних реакторів силового активного фільтра. **Практичне значення.** Запропонована методика може використовуватися при проектуванні і виготовленні силових активних фільтрів для реальних об'єктів електропостачання. Бібл. 12, рис. 11.

Ключові слова: силовий активний фільтр, коефіцієнт нелінійних спотворень, індуктивність фазних реакторів, частота модуляції, Matlab-модель трифазної системи електропостачання.

Цель. Целью статьи является разработка методики выбора индуктивности фазных реакторов паралельного силового активного фильтра, основанной на учете как низкочастотной так и высокочастотной составляющих электромагнитных процессов в силовой схеме. **Методика.** Для проведения исследований использовались положения теории электрических цепей, векторный анализ, математическое моделирование в пакете Matlab. **Результаты.** Разработана новая методика выбора индуктивности фазных реакторов паралельного силового активного фильтра, позволяющая получить минимально возможное значение коэффициента нелинейных искажений сетевого тока. **Научная новизна.** Повышена точность методов выбора индуктивности фазных реакторов силового активного фильтра. **Практическое значение.** Предложенная методика может использоваться при проектировании и изготовлении силовых активных фильтров для реальных объектов электроснабжения. Библ. 12, рис. 11.

Ключевые слова: силовой активный фильтр, коэффициент нелинейных искажений, индуктивность фазных реакторов, частота модуляции, Matlab-модель трехфазной системы электроснабжения.

Введение. Электромагнитная совместимость потребителей электроэнергии с питающей промышленной сетью является одним из ключевых факторов, учитываемых при выборе и установке электротехнического оборудования, рассчитанного на значительную установленную мощность. Жесткие требования стандартов к качеству электроэнергии [1, 2] накладывают обязательства как на производителей, так и на заказчиков электротехнического оборудования принимать дополнительные меры по их соблюдению, что отражается на конечных характеристиках изделия, его стоимости и возможности сертификации.

В промышленных и коммунальных системах электроснабжения, в электрическом транспорте основной сегмент мощных потребителей электрической энергии составляют потребители с нелинейными характеристиками [1-3]. Совместное подключение таких потребителей к промышленной сети вызывает увеличение уровня эмиссии высших гармонических составляющих сетевых токов, искажение формы питающего напряжения, циркуляцию в линейных проводах реактивных токов, и, как следствие, приводит к увеличению потерь энергии в системе электроснабжения [1-3]. Исключить, либо частично уменьшить перечисленные последствия можно с помощью современных фильтрокомпенсирующих устройств, одним из которых является силовой активный фильтр (САФ). Наибольшую популярность получили САФ паралельного типа, простейшая схема силовых цепей которого представлена на рис. 1.

Силовая часть САФ идентична схеме автономного инвертора напряжения и выполнена на силовых транзисторно-диодных модулях, образующих плечи

трехфазного моста. В звено постоянного тока преобразователя включен накопительный конденсатор C , напряжение на котором поддерживается системой автоматического регулирования САФ выше амплитуды линейного напряжения питающей сети

$$U_0 = k \cdot \sqrt{3} \cdot U_{sm}, \quad (1)$$

где U_{sm} – амплитуда фазного напряжения сети; $k = 1.2-1.6$.

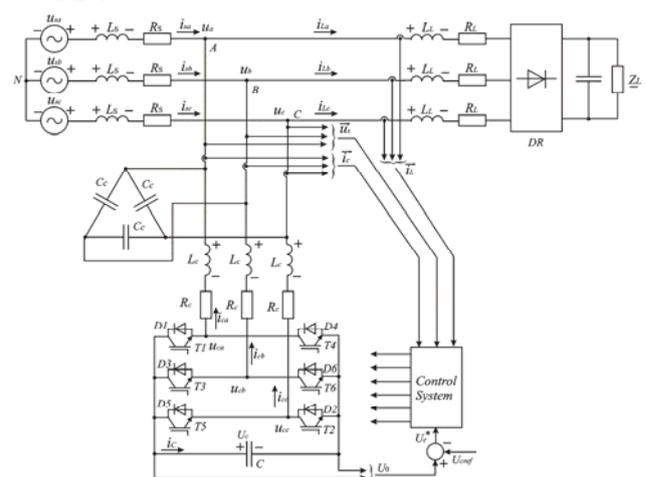


Рис. 1. Схема силовых цепей паралельного САФ

Во входную цепь САФ подключают трехфазный реактор с параметрами индуктивности L_c и активного сопротивления R_c . Для снижения уровня высокочастотных помех в питающем напряжении на входе преобразователя паралельно подключают трехфазный C -фильтр малой емкости C_c . Несмотря на простоту

силовой схемы и ее относительную малоэлементность силовой активный фильтр является сложным динамическим устройством, электромагнитные процессы в котором, а также параметры элементов схемы, зависят от режима работы и параметров нагрузки и питающей сети. Наряду с прочими, указанные факторы усложняют расчет и выбор параметров элементов силовой схемы САФ. Наибольшие сложности возникают при выборе значения индуктивности входных реакторов L_c , упрощенные методики расчета которой, в основном, связаны с учетом скорости нарастания тока через обмотки реактора при коммутациях транзисторно-диодных ключей, т.е. только с высокочастотной составляющей электромагнитных процессов в силовой схеме САФ [5-11]. Как было показано в [12], подобный подход не позволяет однозначно выбрать параметры входного реактора, поэтому требуется новая методика, основанная на учете конкретных условий эксплуатации силового компенсатора.

Целью статьи является разработка методики выбора значения индуктивности фазных реакторов параллельного силового активного фильтра, основанной на учете как низкочастотной так и высокочастотной составляющих электромагнитных процессов в силовой схеме.

Особенности работы САФ. Для анализа особенностей работы САФ воспользуемся конкретным примером его подключения параллельно нелинейной нагрузке, представленным на рис. 1. К трехфазной системе с симметричным синусоидальным напряжением источника u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} , параметры которого L_s и R_s однозначно заданы, подключен шестипульсный неуправляемый выпрямитель DR , работающий на $R-L$ нагрузку. Для ограничения пульсаций сетевого тока выпрямителя последний подключают к сети через индуктивный реактор с параметрами L_L, R_L . К зажимам АВС, где действуют напряжения u_a, u_b, u_c подключен САФ.

Принцип работы параллельного САФ основан на генерировании токов компенсации, вычитание которых из токов нагрузки позволяет получать требуемую форму сетевых токов. В рассматриваемом примере после подключения САФ форма сетевого тока должна быть синусоидальной, а мгновенный сетевой ток должен совпадать по фазе с соответствующим фазным напряжением.

Вектор тока нагрузки может быть представлен трехкомпонентным вектором, каждая компонента которого является вектором, хранящим информацию о трех текущих значениях соответствующих фазных токов

$$\vec{i}_L = [\vec{i}_{La} \quad \vec{i}_{Lr} \quad \vec{i}_{L\sum}]^T, \quad (2)$$

где \vec{i}_{La} – вектор основной гармоники активного тока трехфазной системы, совпадающий по направлению с вектором питающего напряжения \vec{u}_s (см. рис. 1); \vec{i}_{Lr} – вектор основной гармоники реактивного тока трехфазной системы, ортогональный вектору \vec{i}_{La} ; $\vec{i}_{L\sum}$ – вектор суммарного тока высших гармоник нагрузки трехфазной системы.

Вектор тока САФ так же может быть представлен трехкомпонентным вектором

$$\vec{i}_C = [c_1 \cdot \vec{i}_{Lr} \quad c_2 \cdot \vec{i}_{L\sum} \quad \vec{i}_{\Sigma h}]^T, \quad (3)$$

где $\vec{i}_{\Sigma h}$ – вектор суммарного тока высших гармоник, частоты которых кратны боковым частотам ШИМ; c_1 – уровень компенсации основной гармоники реактивного тока ($0 < c_1 \leq 1$); c_2 – уровень компенсации суммарного тока высших гармоник нагрузки ($0 < c_2 \leq 1$). Первые две компоненты вектора \vec{i}_C описывают низкочастотную составляющую электромагнитных процессов в САФ, связанную с характеристиками нагрузки, а третья компонента – высокочастотную составляющую, появление которой связано с особенностью работы компенсатора при коммутациях силовых полупроводниковых модулей.

Согласно рис. 1 и соотношениям (2), (3) вектор сетевого тока при работающем САФ может содержать четыре компоненты

$$\vec{i}_S = [\vec{i}_{La} \quad (1-c_1) \cdot \vec{i}_{Lr} \quad (1-c_2) \cdot \vec{i}_{L\sum} \quad \vec{i}_{\Sigma h}]^T. \quad (4)$$

Качество компенсации будет зависеть от значений коэффициентов c_1, c_2 и вектора $\vec{i}_{\Sigma h}$. При идеальных условиях $c_1 \approx 1, c_2 \approx 1$, а $|\vec{i}_{\Sigma h}| \approx 0$. В реальных условиях добиться полной компенсации практически невозможно. Качество работы САФ может быть оценено значением коэффициента нелинейных искажений сетевого тока THD_i . В соответствии с соотношением (4) THD_i может быть выражен суммой двух составляющих – низкочастотной (THD_{il}) и высокочастотной (THD_{ih})

$$THD_i = THD_{il} + THD_{ih} = \frac{\sqrt{(1-c_2)^2 \cdot I_{L\sum}^2 + I_{\Sigma h}^2}}{\sqrt{I_{La}^2 + (1-c_1)^2 \cdot I_{Lr}^2}}, \quad (5)$$

где $I_{L\sum}^2$ – сумма квадратов действующих значений высших гармонических составляющих тока нагрузки; $I_{\Sigma h}^2$ – сумма квадратов действующих значений высших гармонических составляющих, частоты которых кратны боковым частотам ШИМ.

С увеличением индуктивности входных реакторов САФ низкочастотная составляющая THD_{il} увеличивается, а высокочастотная составляющая THD_{ih} уменьшается. Таким образом, существует оптимальное значение индуктивности L_{opt} , соответствующее минимально возможному значению THD_i . Чтобы найти значение L_{opt} необходимо отдельно рассматривать электромагнитные процессы в САФ на низкой и высокой частоте.

Рассмотрим работу одной фазы САФ в схеме по рис. 1. При работе схемы в открытом состоянии попеременно оказываются транзистор одной группы и диод противоположной группы этой же фазы. Например, при отрицательных значениях тока задания компенсатора i_{ca^*} в рабочем состоянии будут транзистор $VT1$ и диод $VD4$, как показано на рис. 2. В периоде повторяемости сетевого напряжения в соответствии с характером нелинейной нагрузки возможны три варианта совместной с транзистором $VT1$ работы транзисторов двух других фаз: 1 – $VT1, VT3, VT2$; 2 – $VT1,$

$VT_6, VT_5; 3 - VT_1, VT_6, VT_2$. На рис. 1 проиллюстрирован первый вариант. В зависимости от длительности интервалов проводимости работающих транзисторов и текущих значений фазных напряжений на входе САФ для рассматриваемого варианта возможны 8 состояний схемы, представленные на рис. 3. В интервал времени, когда транзистор VT_1 открыт, энергия, запасенная в конденсаторе C , через реактор L_c передается в сеть (рис. 3,а,б) либо запасается в конденсаторе через реакторы двух других фаз (рис. 3,в). Когда транзистор VT_1 закрыт в открытом состоянии находится диод VD_4 , а энергия, накопленная в реакторе, передается в конденсатор вместе с дополнительной энергией сети (рис. 3,д,ж) либо возвращается в сеть (рис. 3,е). В интервалах времени, когда в проводящем состоянии находятся три полупроводниковых прибора одной группы (рис. 3,з, и рис. 3,и) реактор заряжается от сети.

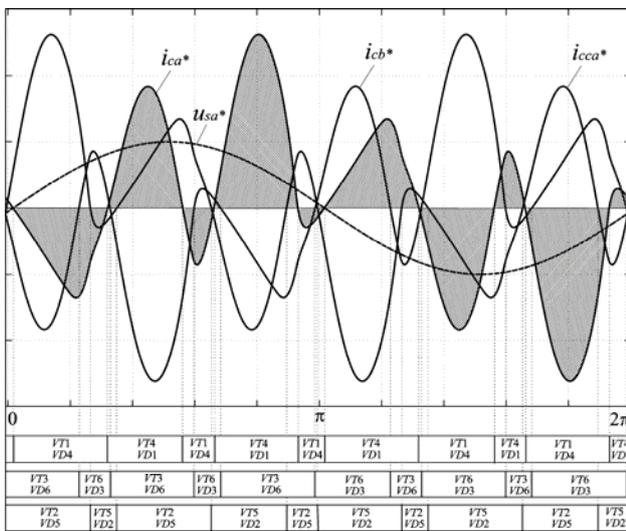


Рис. 2. Работа фазы А схемы с САФ

Учет низкочастотной составляющей электромагнитных процессов при выборе индуктивности фазных реакторов. В соответствии с рис. 1, 2 и соотношением (3) низкочастотная составляющая тока САФ может быть представлена суммой реактивной составляющей тока первой гармоники, и высших гармоник порядка $6n \pm 1$, обусловленных спектральным составом входного тока шестипульсного неуправляемого выпрямителя.

Оценим эффективность работы САФ на частоте напряжения сети. На рис. 4 представлена эквивалентная схема одной фазы САФ для основной гармоники напряжений и токов.

Первая гармоника напряжения, действующего на входе вентильного моста САФ, представлена на эквивалентной схеме источником u_{ca1} , а сопротивление фазы нагрузки – эквивалентным сопротивлением Z_{L1} .

На рис. 5,а представлена векторная диаграмма напряжений и токов, соответствующая эквивалентной схеме по рис. 4. Из диаграммы видно, что мгновенное значение первой гармоники напряжения на входе вентильного моста u_{ca1} практически совпадает по фазе с мгновенным напряжением питающей сети u_{sa} . Амплитуда основной гармоники напряжения на входе вентильного моста (U_{mca1}) САФ всегда будет

больше амплитуды фазного напряжения питающей сети (U_{ma}) на значение падения напряжения на фазном реакторе U_{mclA1}

$$U_{mca1} \approx U_{ma} + U_{mclA1} \quad (6)$$

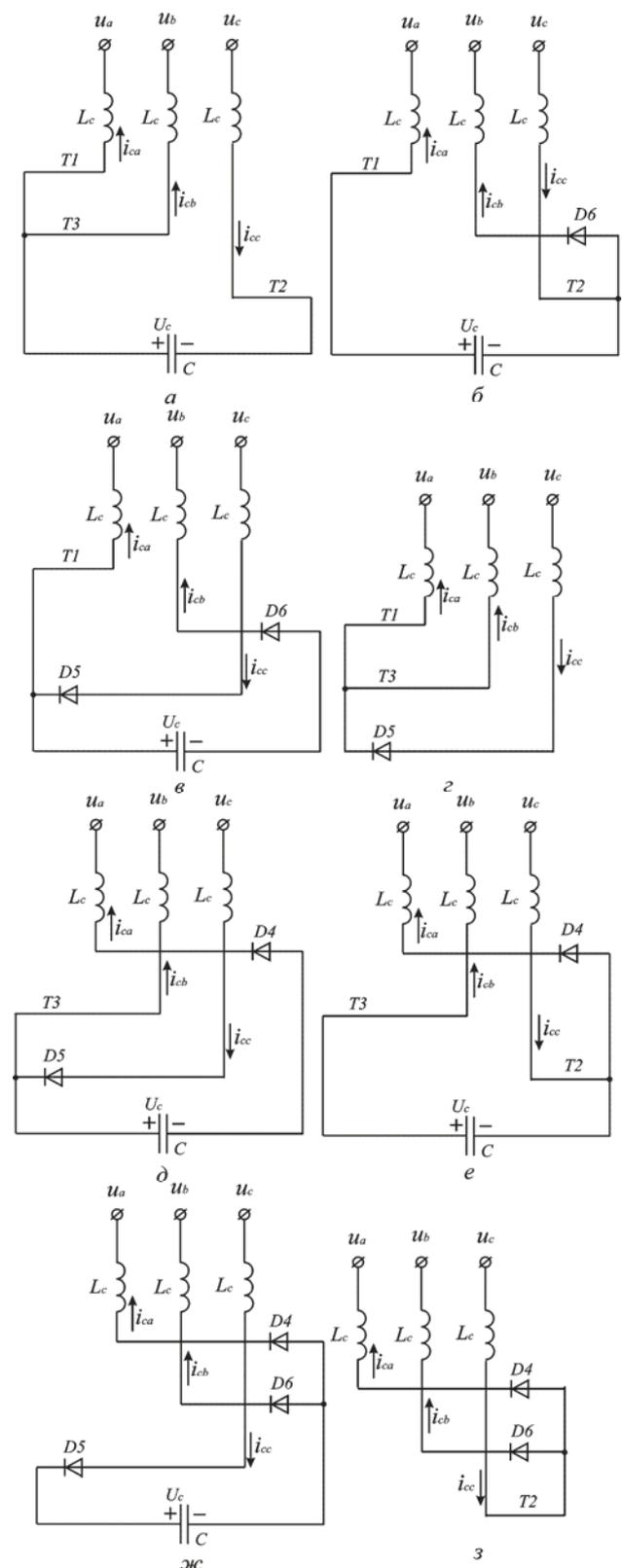


Рис. 3. Возможные состояния схемы САФ при работе транзистора VT_1 и диода VD_4

Если учитывать ортогональность векторов тока основной гармоники сети \vec{I}_{sa1} и основной гармоники

САФ \vec{I}_{ca1} , при этом параметры источника и нагрузки принять неизменными, то можно доказать существование оптимального значения индуктивности фазного реактора L_{opt1} , обеспечивающего выполнение указанных условий.

На векторной диаграмме рис. 5,б показано, что при увеличении индуктивности фазного реактора происходит сдвиг основной гармоники сетевого тока относительно питающего напряжения на незначительный угол φ , тем самым качество компенсации САФ ухудшается.

С использованием метода суперпозиции для эквивалентной схемы по рис. 4 запишем соотношение для расчета комплексного значения основной гармоники тока нагрузки

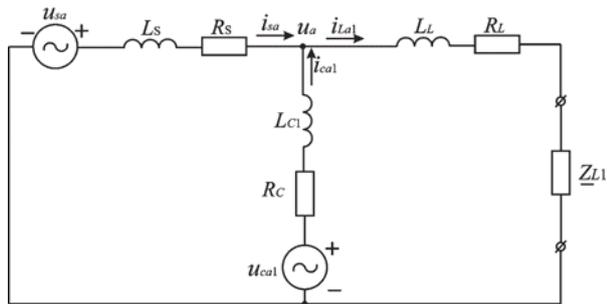


Рис. 4. Эквивалентная схема одной фазы САФ на частоте напряжения сети

$$\vec{I}_{La1} = U_{ma} \cdot \frac{\frac{Z_C}{Z_{11} \cdot (Z_L + Z_C)} - \frac{1}{Z_{11}} + \frac{1}{Z_{22}}}{1 - \frac{Z_C}{Z_{22}}}, \quad (7)$$

где $Z_C = R_c + j\omega L_c1$; $Z_L = R_L + j\omega L_L + Z_{L1}$; $Z_{11} = Z_s + Z_L \cdot Z_C / (Z_L + Z_C)$; $Z_{22} = Z_C + Z_L \cdot Z_s / (Z_L + Z_s)$; $Z_s = R_s + j\omega L_s$.

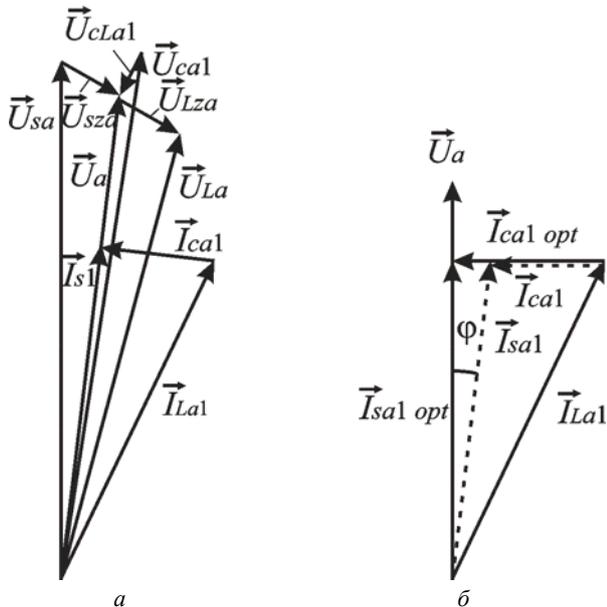


Рис. 5. Векторные диаграммы напряжений и токов эквивалентной схемы на частоте напряжения сети

Действительная часть комплексного значения основной гармоники тока нагрузки $\text{Re}(I_{La1})$ соответствует оптимальному значению основной гармоники сетевого

тока $I_{sa1 \text{ opt}}$ а мнимая часть $\text{Im}(I_{La1})$ – оптимальному значению основной гармоники тока САФ $I_{ca1 \text{ opt}}$.

Комплексное значение основной гармоники напряжения на входе вентильного моста САФ

$$\underline{U}_{ca1} = U_a + j \cdot \text{Im}(I_{La1}) \cdot Z_C. \quad (8)$$

Из эквивалентной схемы (рис. 4) выразим мнимую часть комплексного значения основной гармоники тока САФ

$$I_{ca1} = \text{Im} \left(\frac{U_{ca1}}{Z_{22}} - \frac{U_a \cdot Z_L}{Z_{11} \cdot (Z_L + Z_C)} \right). \quad (9)$$

На рис. 6,а представлены зависимости основной гармоники тока САФ от относительного значения (в долях суммарной индуктивности нагрузки $L_L \Sigma = L_L + \text{Im}(Z_L1)/\omega$) индуктивности фазных реакторов САФ при разных значениях относительной суммарной индуктивности нагрузки и фиксированном значении относительной индуктивности сети $L_s^* = L_s/L_L \Sigma = 0.065$. Зависимости построены при следующих параметрах эквивалентной схемы: $U_{ma} = 311.13 \text{ V}$, $R_c = R_L = 0.002 \text{ }\Omega$, $R_s = 0.00036 \text{ }\Omega$, $L_L = 75 \text{ }\mu\text{H}$, $Z_{L1} = 0.438 + j0.358 \text{ }\Omega$.

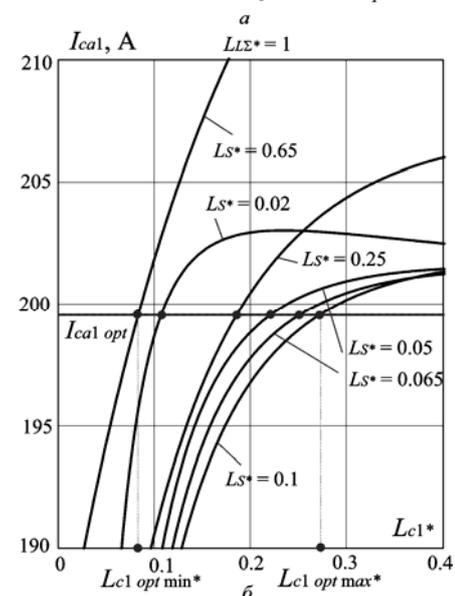
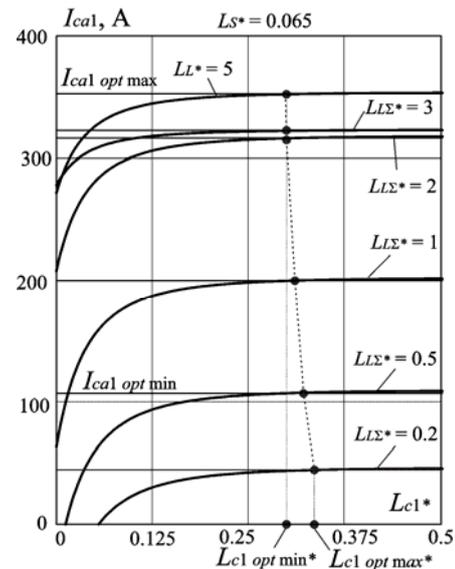


Рис. 6. Зависимости $I_{ca1} = f(L_{c1}^*)$

На рис. 6,б представлены зависимости основной гармоники тока САФ от относительного значения индуктивности фазных реакторов САФ при разных значениях индуктивности сети и фиксированном значении относительной суммарной индуктивности нагрузки $L_{L\Sigma^*} = 1$.

На пересечении построенных на рис. 6 кривых с кривыми соответствующими оптимальному значению основной гармоники тока САФ $I_{ca1\ opt}$ находятся точки абсциссы которых равны оптимальным значениям индуктивности фазных реакторов L_{opt1} .

Сопоставление рис. 6,а и рис. 6,б позволяет заключить, что оптимальное значение индуктивности фазных реакторов САФ в большей степени зависит от индуктивности сети, чем от индуктивности нагрузки. При изменении суммарной индуктивности нагрузки от $0.2L_{L\Sigma^*}$ до $3L_{L\Sigma^*}$ оптимальное значение индуктивности фазных реакторов САФ уменьшилось с $0.275L_{L\Sigma^*}$ до $0.261L_{L\Sigma^*}$. При изменении индуктивности сети от $0.02L_{L\Sigma^*}$ до $0.65L_{L\Sigma^*}$ диапазон изменения оптимальной индуктивности нагрузки значительно шире от $0.083L_{L\Sigma^*}$ до $0.273L_{L\Sigma^*}$. Причем, при увеличении индуктивности сети вначале оптимальная индуктивность увеличивается, а после определенного значения L_{s^*} уменьшается.

Из векторной диаграммы рис. 6 получим соотношения для расчета угла сдвига основной гармоники фазного тока относительно соответствующего напряжения

$$\varphi = \arctan\left(\frac{\text{Im}(I_{La1}) - \text{Im}(I_{ca1})}{\text{Re}(I_{La1})}\right). \quad (10)$$

На рис. 7 представлены зависимости угла φ от относительной индуктивности фазных реакторов L_{c1^*} при разных значениях сочетания относительной индуктивности сети и относительной суммарной индуктивности нагрузки.

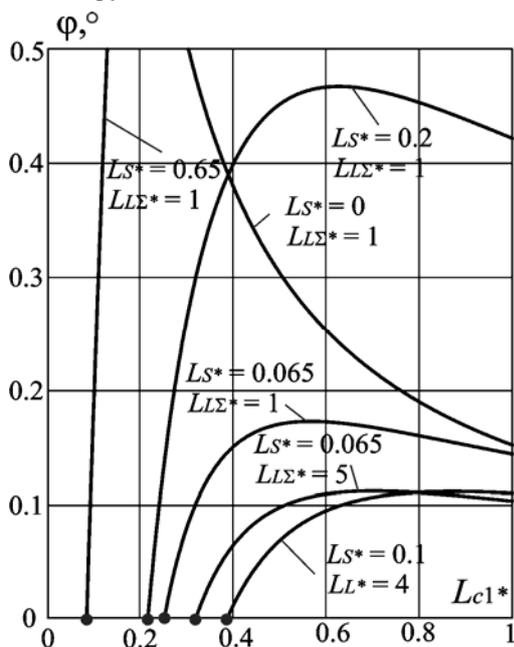


Рис. 7. Зависимость $\varphi = f(L_{c1^*})$

Оптимальным значениям индуктивности фазных реакторов соответствуют точки пересечения постро-

енных зависимостей с осью абсцисс ($\varphi = 0$). Если индуктивность сети неизвестна или стремится к нулю, то точка пересечения графика с осью абсцисс будет отсутствовать (см. рис. 7 при $L_{s^*} = 0$, $L_{L\Sigma^*} = 1$). В подобном случае необходимо ограничить диапазон изменения индуктивности фазных реакторов САФ значениями, при которых угол φ будет меняться не более чем на 1° . В рассматриваемом примере углу $\varphi = 1^\circ$ соответствует значение относительной индуктивности фазных реакторов $L_{c1^*} = 0.15$.

Учет высокочастотной составляющей электромагнитных процессов при выборе индуктивности фазных реакторов. Рассмотрим работу одной САФ, когда поочередно включаются транзистор $VT1$ и диод $VD4$. Согласно рис. 2 и рис. 3 в первый рабочий интервал поочередной проводимости $VT1$ и $VD4$ возможны четыре варианта состояния схемы САФ (рис. 3,а, рис. 3,б, рис. 3,в, рис. 3,г). На рис. 8 показана форма тока САФ в первом рабочем интервале проводимости вентилей $VT1$ и $VD4$, соответствующая одному периоду модуляции T_{mod} .

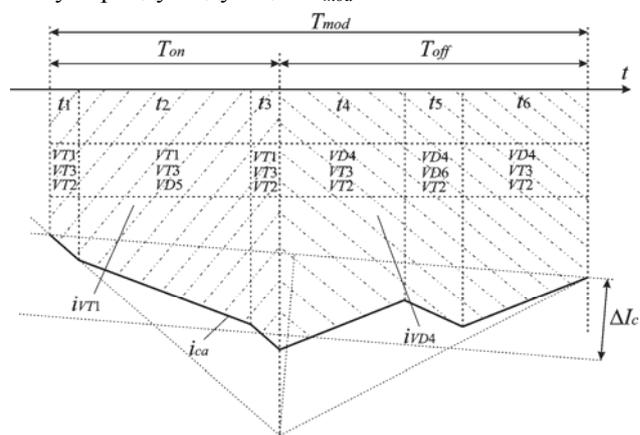


Рис. 8. Форма тока САФ в интервале проводимости $VT1$ и $VD4$, соответствующая одному периоду модуляции T_{mod}

В короткие интервалы времени t_1 и t_3 (см. рис. 3,а), когда в открытом состоянии находятся транзисторы $VT1$, $VT3$, $VT2$, энергия, накопленная в конденсаторе, передается в сеть. В интервалах времени t_2 и t_5 , когда в проводящем состоянии одновременно находятся вентили трех фаз одной группы (см. рис. 3,б и рис. 3,в), реактор L_c накапливает энергию из сети. В интервалы времени t_4 и t_6 вместе с транзисторами $VT3$, $VT2$ в работе участвует диод $VD4$ (рис. 3,г), энергия, накопленная в реакторе, возвращается в сеть.

Из рис. 8 видно, что в периоде модуляции T_{mod} наибольший угол наклона кривой мгновенного сетевого тока соответствует интервалам времени t_1 и t_3 , когда открыты транзисторы $VT1$, $VT3$, $VT2$. Для рис. 3,а справедливо соотношение

$$\frac{di_{ca}}{dt} L_c = u_{sa} + \frac{U_C}{3}, \quad (11)$$

а для рис. 3,б соотношение

$$\frac{di_{ca}}{dt} L_c = u_{sa}. \quad (12)$$

Воспользовавшись вспомогательными построениями, представленными на рис. 8, легко определить максимальный угол наклона тока САФ [6]

$$\frac{\Delta i_{ca}}{\Delta t} = \frac{2 \cdot \Delta I_c}{T_{mod}/2} = 4 \cdot \Delta I_c \cdot f_{mod}, \quad (13)$$

ΔI_c – максимальное отклонение мгновенного тока САФ от тока задания, f_{mod} – частота широтно-импульсной модуляции. Будем рассматривать случай, когда $f_{mod} = \text{const}$.

Подставив соотношения (1), (13) в (11) получим соотношение для определения минимального значения индуктивности фазного реактора САФ

$$L_{c \min 2} = \frac{U_m \cdot \left(1 - \frac{k}{\sqrt{3}}\right)}{4 \cdot f_{mod} \cdot \Delta I_{c*} \cdot \text{Re}(I_{La1})}, \quad (14)$$

где

$$\Delta I_{c*} = \frac{\Delta I_c}{I_{sa1}} = \frac{\Delta I_c}{\text{Re}(I_{La1})}. \quad (15)$$

С высокой степенью точности соотношение (14) может быть заменено упрощенным соотношением

$$L_{c \min 2} = \frac{R_{L\Sigma} \cdot \left(1 - \frac{k}{\sqrt{3}}\right)}{4 \cdot f_{mod} \cdot \Delta I_{c*}}. \quad (16)$$

где $R_{L\Sigma} = R_L + \text{Re}(Z_{L1})$ – суммарное активное сопротивление фазы нагрузки.

Из рис. 3,г аналогичным способом получим соотношение для максимального значения индуктивности фазного реактора САФ, подставив (1), (13) в (12) и учитывая, что максимальное напряжение в момент включения транзистора достигает половины амплитуды фазного напряжения $u_{sa} \approx 0.5 U_m$ (см. рис. 2)

$$L_{c \max 2} = \frac{R_{L\Sigma}}{8 \cdot f_{mod} \cdot \Delta I_{c*}}. \quad (17)$$

Относительное среднее значение индуктивности фазного реактора

$$L_{c2*} = \frac{L_{c \min 2} + L_{c \max 2}}{2 \cdot L_{L\Sigma}} = \frac{1.5 - \frac{k}{\sqrt{3}}}{8 \cdot f_{mod} \cdot \Delta I_{c*} \cdot \tau_L}, \quad (18)$$

где $\tau_L = L_{L\Sigma}/R_{L\Sigma}$ – постоянная времени фазы нагрузки.

На рис. 9 представлены зависимости относительного значения индуктивности фазных реакторов САФ от параметра ΔI_{c*} при разных значениях частоты модуляции f_{mod} для указанных ранее параметров схемы.

Методика выбора индуктивности САФ.

На основании представленного выше материала, опишем последовательность действий для выбора индуктивности фазных реакторов САФ. Рассмотрим конкретный пример схемы применения САФ с указанными ранее параметрами ее элементов.

1. Определяем суммарную индуктивность нагрузки $L_{L\Sigma} = L_L + \text{Im}(Z_{L1})/\omega$. В примере $L_{L\Sigma} = 0.433$ мН.

2. По известным параметрам схемы, используя соотношение (7) рассчитываем комплексное значение первой гармоники тока нагрузки. В примере $I_{La1} = 645.4 - j199.5$ А.

3. С использованием (8) получаем соотношением для расчета первой гармоники тока САФ в виде (9).

4. По соотношению (10) строим зависимость $\varphi = f(L_{c1*})$ (см. рис. 7).

5. На пересечении кривой $\varphi = f(L_{c1*})$ с осью абсцисс определяем точку, координата которой соответствует оптимальному значению относительной индуктивности фазного реактора САФ. В примере $L_{c1 \text{ opt}} = 0.249$ ($L_{c1 \text{ opt}} = 0.108$ мН).

6. Найденное значение индуктивности подставляем в соотношение (18) и определяем относительное значение максимального отклонения мгновенного тока САФ от тока задания ΔI_{c*} . В примере $\Delta I_{c*} = 0.059$.

7. Если полученное значение ΔI_{c*} превышает 5 % от амплитуды первой гармоники сетевого тока, вносим корректировки параметров. В примере можно незначительно повысить частоту модуляции до значения $f_{mod} = 7045$ Hz, тогда $\Delta I_{c*} = 0.05$.

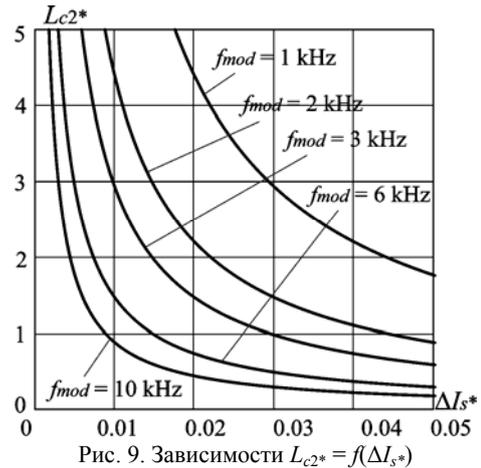


Рис. 9. Зависимости $L_{c2*} = f(\Delta I_{s*})$

Экспериментальная проверка теоретических результатов. Для проверки предложенной методики была разработана Matlab-модель трехфазной системы электроснабжения с нелинейной нагрузкой и параллельным активным фильтром, представленная на рис. 10.

Matlab-модель состоит из 5 групп блоков:

1. Силовая схема (U_s – трехфазный источник напряжения с задаваемыми параметрами; DR – трехфазный неуправляемый выпрямитель; Load – нагрузка выпрямителя; PAF – инверторный мост САФ; C – конденсатор в звене постоянного тока САФ; Rc – зарядный резистор; LL – сглаживающий реактор тока нагрузки; Lraf1, Lraf2 – фазный реактор САФ, разбитый на две секции; Craf – входной конденсаторный фильтр САФ; SA_PAF, SA_C – трехфазные контакторы соответственно САФ и конденсаторного фильтра).

2. Датчики токов и напряжений (блоки Is, IL, Iraf, U, UL, Uraf, UC).

3. Система управления (Control System – система управления САФ; Gate_Paf, Gate_G, Gate_C, Gate_R – блоки управления силовой схемой).

4. Измерительная подсистема (Measurements – подсистема расчета коэффициентов нелинейных искажений и действующих значений токов).

5. Виртуальные измерительные приборы (Multimeters – мультиметры; Us_Is, Uraf_Iraf, Uc – осциллоскопы).

Для компьютерного эксперимента выбирались те же параметры элементов силовой схемы, что и для расчета индуктивности фазных реакторов САФ. При проведении эксперимента входной конденсаторный фильтр САФ был отключен.

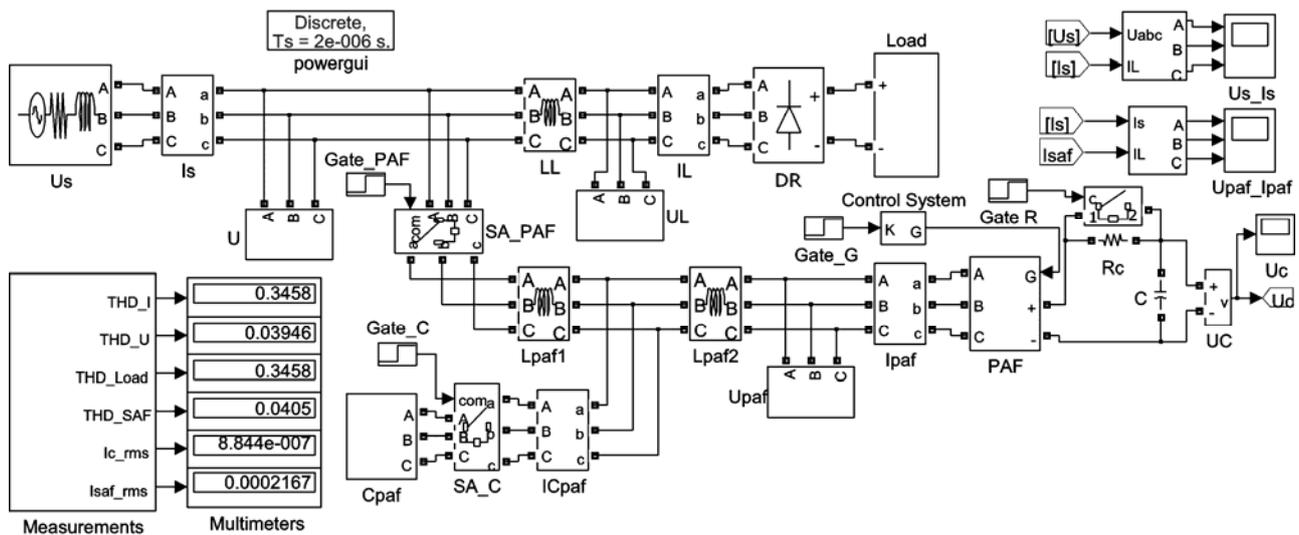


Рис. 10. Matlab-модель трехфазной СЭ с САФ

На рис. 11 представлены осциллограммы тока фазы А при трех значениях относительной индуктивности фазных реакторов САФ: $L_{c^*} = L_{opt} = 0.249$ – рис. 11,а; $L_{c^*} = 0.577$ – рис. 11,б; $L_{c^*} = 0.093$ – рис. 11,в. На рисунках также указаны значения THD сетевого тока. Эксперимент подтвердили, что минимально возможное значение THD сетевого тока при заданных параметрах схемы соответствует выбранному значению индуктивности фазных реакторов САФ. Дальнейшие исследования показали, что при включенном входном С-фильтре САФ (см. рис. 1) THD сетевого тока может быть уменьшен еще на 1% (т.е. до 5%).

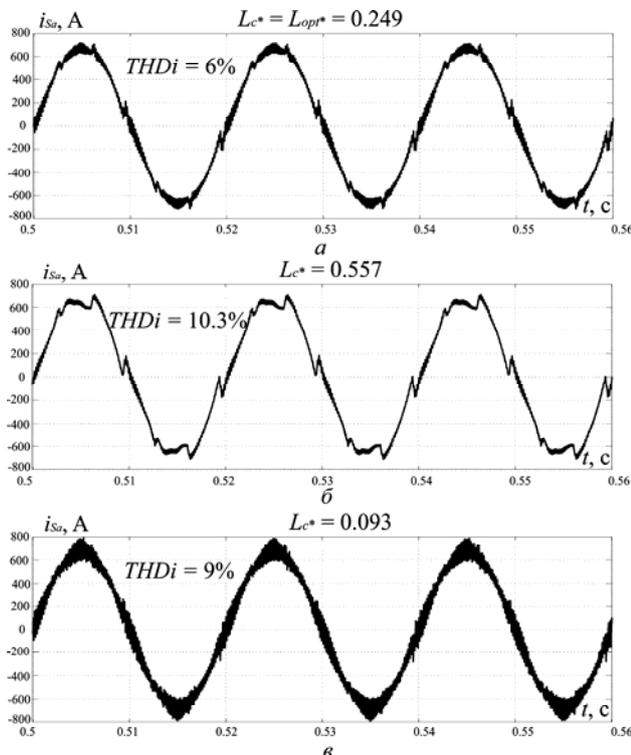


Рис. 11. Осциллограммы сетевого тока фазы А при трех значениях индуктивности фазных реакторов САФ

Выводы.

1. Корректный выбор индуктивности САФ должен быть основан на учете двух составляющих электро-

магнитных процессов в силовой схеме – низкочастотной, связанной с компенсацией реактивной мощности и гармоник тока нагрузки и высокочастотной, связанной с процессами «накачки» энергии в фазный реактор САФ.

2. Доказано, что оптимальное значение индуктивности фазных реакторов соответствует минимально возможному коэффициенту нелинейных искажений сетевого тока.

3. Разработана методика выбора индуктивности фазных реакторов САФ, учитывающая параметры элементов питающей сети и нагрузки, т.е. конкретные условия эксплуатации САФ в системе электроснабжения. Предложенная методика может быть использована при проектировании и изготовлении САФ для установки на конкретные объекты.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. EN 50160:2010 Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks.
2. IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.
3. Hafner J., Aredes M., Neumann K. A shunt active power filter applied to high voltage distribution lines // IEEE Transactions on Power Delivery. – 1997. – vol.12. – no.1. – pp. 266-272. doi: 10.1109/61.568249.
4. Bhattacharya S., Frank T., Banerjee B. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems // IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting. – 1996. – pp. 1032-1039. doi: 10.1109/ias.1996.560208.
5. Moran L.A., Dixon J.W., Wallace R.R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation // IEEE Transactions on Industrial Electronics. – 1995. – vol.42. – no.4. – pp. 402-408. doi: 10.1109/41.402480.
6. Aburto V., Schneider M., Moran L., Dixon J. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter // PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972. – 1997. – vol.2. – pp. 1121-1126. doi: 10.1109/PESC.1997.616889.

7. Al-Zamil A.M., Torrey D.A. A passive series, active shunt filter for high power applications // *IEEE Transactions on Power Electronics*. – 2001. – vol.16. – no.1. – pp. 101-109. doi: **10.1109/63.903994**.

8. Asiminoaei L., Eddy A., Prasad N.E., Blaabjerg F. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters // *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. – 2008. – vol.55. – no.3. – pp. 1175-1189. doi: **10.1109/TIE.2007.907671**.

9. Bento A.A.M., da Silva E.R.C., Praça P.P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter // 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. – June, 2008. – pp. 3974-3980. doi: **10.1109/PESC.2008.4592575**.

10. Іванець С.А., Гусев О.О., Чуб А.І. Методика вибору елементів паралельного фільтро-компенсуючого перетворювача // Вісник Чернігівського державного технологічного університету. Серія «Технічні науки». – 2009. – №40 – С. 223-232.

11. Степенко С.А., Гусев О.О., Іванець С.А., Велігорський О.А. Порівняльний аналіз методів керування фільтро-компенсуючим пристроєм // Вісник Київського національного університету технологій та дизайну. – 2012. – №1. – С. 82-88.

12. Жемеров Г.Г., Крылов Д.С., Тугай Д.В. Верификация расчета элементов и качественных показателей работы системы электроснабжения с параллельным силовым активным фильтром // Вісник НТУ «ХПІ». – 2015. – №12. – С. 394-397.

REFERENCES

1. EN 50160:2010 Voltage characteristics of electricity supplied by public distribution networks.

2. IEC 61000-3-4 Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-4: Limits – Limitation of emission of harmonic currents in low-voltage power supply systems for equipment with rated current greater than 16 A.

3. Hafner J., Aredes M., Neumann K. A shunt active power filter applied to high voltage distribution lines. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 1997, vol.12, no.1, pp. 266-272. doi: **10.1109/61.568249**.

4. Bhattacharya S., Frank T., Divan D., Banerjee B. Parallel active filter system implementation and design issues for utility interface of adjustable speed drive systems. *IAS '96. Conference Record of the 1996 IEEE Industry Applications Conference Thirty-First IAS Annual Meeting*, 1996, pp. 1032-1039. doi: **10.1109/ias.1996.560208**.

5. Moran L.A., Dixon J.W., Wallace R.R. A three-phase active power filter operating with fixed switching frequency for reactive power and current harmonic compensation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 1995, vol.42, no.4, pp. 402-408. doi: **10.1109/41.402480**.

6. Aburto V., Schneider M., Moran L., Dixon J. An active power filter implemented with a three-level NPC voltage-source inverter. *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, 1997, vol.2, pp. 1121-1126. doi: **10.1109/PESC.1997.616889**.

7. Al-Zamil A.M., Torrey D.A. A passive series, active shunt filter for high power applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2001, vol.16, no.1, pp. 101-109. doi: **10.1109/63.903994**.

8. Asiminoaei L., Eddy A., Prasad N.E., Blaabjerg F. Shunt active-power-filter topology based on parallel interleaved inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2008, vol.55, no.3, pp. 1175-1189. doi: **10.1109/TIE.2007.907671**.

9. Bento A.A.M., da Silva E.R.C., Praça P.P. Integrated one-cycle control for three-leg universal active power filter. *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference*, June, 2008, pp. 3974-3980. doi: **10.1109/PESC.2008.4592575**.

10. Ivanets S.A., Gusev O.O., Chub A.I. Methods of elements selection for parallel filter-compensating converter. *Journal of Chernihiv State Technological University. Series: Engineering*, 2009, no.40, pp. 223-232. (Ukr).

11. Stepenko S.A., Gusev O.O., Ivanets S.A., Veligorskyi O.A. Comparative analysis of methods for control of filter-compensating devices. *Bulletin of the Kyiv National University of Technologies and Design*, 2012, no.1, pp. 82-88. (Ukr).

12. Zhemerov G.G., Krylov D.S., Tugay D.V. Verification of the calculation elements and high-quality performance of the power supply system with a parallel power active filter. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2015, no.12, pp. 394-397. (Rus).

Поступила (received) 27.10.2016

Тугай Дмитрій Васильевич, к.т.н., доц.,
Харьковский национальный университет
городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,
61002, Харьков, ул. Революции, 12,
тел/phone +38 057 7073111, e-mail: tugaydv@yandex.ua

D.V. Tugay

O.M. Beketov National University of Urban Economy
in Kharkiv,
12, Revolution Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The phase reactor inductance selection technique for power active filter.

Purpose. The goal is to develop technique of the phase inductance power reactors selection for parallel active filter based on the account both low-frequency and high-frequency components of the electromagnetic processes in a power circuit. **Methodology.** We have applied concepts of the electrical circuits theory, vector analysis, mathematical simulation in Matlab package. **Results.** We have developed a new technique of the phase reactors inductance selection for parallel power active filter. It allows us to obtain the smallest possible value of THD network current. **Originality.** We have increased accuracy of methods of the phase reactor inductance selection for power active filter. **Practical value.** The proposed technique can be used in the design and manufacture of the active power filter for real objects of energy supply. References 12, figures 11.

Key words: power active filter, coefficient of harmonic distortion, phase reactors inductance, frequency modulation, Matlab-model of a three-phase energy supply system.

Є.О. Юшков

МОДЕЛЮВАННЯ РЕЖИМІВ РОБОТИ СУДНОВОЇ ЕНЕРГЕТИЧНОЇ УСТАНОВКИ КОМБІНОВАНОГО ПРОПУЛЬСИВНОГО КОМПЛЕКСУ ІЗ СИСТЕМОЮ КЕРУВАННЯ НА ОСНОВІ ЕЛЕКТРОННИХ РЕГУЛЯТОРІВ

У результаті аналізу режимів роботи суднової енергетичної установки комбінованого пропульсивного комплексу запропоновані схеми оптимізації математичної моделі зазначеного комплексу. Модель оснований на застосуванні електронних регуляторів в системах автоматичного регулювання і управління дизелем і підрулюючим пристроєм, які дозволяють реалізувати більш складні алгоритми управління з точки зору підвищення ефективності роботи суднової енергетичної установки при нормальних і аварійних режимах. Бібл. 9, рис. 6.

Ключові слова: суднова енергетична установка, комбінований пропульсивний комплекс, математичне моделювання, електронний регулятор, підрулюючий пристрій, дизель, динамічне позиціонування.

В результате анализа режимов работы судовой энергетической установки комбинированного пропульсивного комплекса предложены схемы оптимизации математической модели указанного комплекса. Модель основана на применении электронных регуляторов в системах автоматического регулирования и управления дизелем и подруливающим устройством, которые позволяют реализовать более сложные алгоритмы управления с точки зрения повышения эффективности работы судовой энергетической установки при нормальных и аварийных режимах. Библ. 9, рис. 6.

Ключевые слова: судовая энергетическая установка, комбинированный пропульсивный комплекс, математическое моделирование, электронный регулятор, подруливающее устройство, дизель, динамическое позиционирование.

Вступ. Протягом останніх років гребні енергетичні установки (ГЕУ) стали кращим рішенням для деяких видів суден. Так звані комбіновані пропульсивні комплекси (КПК) з електричними силовими двигунами на лінії валу працюють зі змінною швидкістю у всьому діапазоні координат з безпосереднім регулюванням моменту та живляться від заснованих на багато-штинних конструкціях гнучких систем змінного струму з нерівномірним розподіленням імпедансу [1, 2], які представляють собою єдині електроенергетичні системи з декількома дизель- або турбо-генераторами, що виявили багато переваг у декількох напрямках суднобудування. Економія палива, зниження витрат на обслуговування, поліпшена маневреність, висока надійність, зниження шуму і вібрації – це те основне, що відзначає ці системи на сучасному ринку. Крім того, додаткові початкові витрати, пов'язані зі збільшенням числа компонентів, не нівелюють зазначені переваги, тому що подібні системи є дуже гнучкими в плані експлуатації, управління та розташування на борту судна. Електричне обладнання також виявляє високу ефективність у великому діапазоні експлуатаційних режимів. Але, щоб скористатися всіма перевагами таких систем, сьогодні вимагає дослідження існуючих моделей ГЕУ КПК, розробки нових моделей і стратегій управління, аналізу та оптимізації їх для морських суден, працюючих у різноманітних експлуатаційних умовах [3], зокрема у режимі утримання позиції (DP).

Постановка задачі. Детальні математичні моделі ГЕУ КПК представлені та вивчаються дуже ретельно продовж останніх років [4], де основний акцент приділяється середньо-обертним дизель-генераторам (СОДГ). Відомо, що суднові системи живлення мають жорсткі вимоги що до напруги і частоти так, що моделі СОДГ, розроблені з цього розгляду, не мають перспектив до змінення. Вони відрізняються між собою в електроенергетичній частині і у споживанні потужностей.

Перетворювачі частоти (ПЧ), підрулюючі пристрої (ПП) та інше внутрішнє навантаження включено у функціональні блоки споживання енергії, із розподілом загальних активної та реактивної потужностей. ПД-регулятори СОДГ, ПП та автоматичні регулятори напруги (АРН) перевіряються з точки зору продуктивності [5], і виявилось, що цього достатньо для імітаційних моделей, які охоплюють основні показники систем живлення суднової енергетичної установки (СЕУ) КПК, але замало для урахування деградаційних ефектів, виникаючих на лініях валів [6, 7].

На сучасному етапі технічної експлуатації подібних систем стоять наступні проблеми:

- дотримання систем вимогам менеджменту якості (*Failure modes and effects analysis – FMEA*), з якими стикаються на етапі експлуатації;
- уніфікація системи управління розподілу потужності (*Power Management System – PMS*) у комбінації функцій по відношенню до інших подібних;
- незалежність складових систем *PMS* одна від одної навіть до рівня датчиків;
- не тільки зменшення потужності в розрахунку на загальне розрахункове навантаження, але також і навантаження окремого генератора;
- відповідність системи умовам збільшення навантаження з точки зору достатності для забезпечення нормальної роботи в залежності від будь-якої ненормальної ситуації і не перевантажування суднової електроенергетичної системи (СЕЕС) взагалі.

Для вирішення зазначених вище проблем необхідно, на етапі теоретичних припущень, що стосуються електронних регуляторів і моделей теплових двигунів та підрулюючих пристроїв, розробити схеми оптимізації математичної моделі СЕУ КПК, які б дозволяли реалізувати більш складні алгоритми управління з точки зору підвищення ефективності роботи СЕУ для усього діапазону навантаження.

© Є.О. Юшков

Ціль статті. Розробка схем оптимізації математичної моделі СЕУ КПК з гвинто-кормовою установкою типу Azipod для скорочення експлуатаційних витрат і підвищення паливної ефективності з одночасним обмеженням навантаження на СОДГ за критерієм зменшення зносу та збільшення міжремонтного періоду.

СОДГ зазвичай розраховані на короткочасні перевантаження до 115 % від номінального. Генераторні агрегати розташовані по три у двох машинних відділеннях (МВ). Кожне МВ має незалежну систему допоміжних механізмів, що включає в себе паливну систему, повітря низького тиску і охолоджуючої води, які мають можливість перехресного підключення. Дві групи з трьох СОДГ підключені до двох основних секцій шин високої напруги. Секції з'єднані між собою секційним вимикачем.

Від головного розподільного щита (ГРЩ) високої напруги через знижуючі трансформатори отримує живлення розподільні щити (РЩ) власних потреб, а також трансформатори подачі живлення на технологічні електроприводи, притаманні даному типу судна. Система розподілу низької напруги складається з двох основних шин лівого та правого бортів на рівні головної палуби, які живляться від головних трансформаторів високої напруги, з'єднаних між собою вимикачами, що заблокований з трансформатором фідерних вимикачів.

Кожен СОДГ обладнаний незалежною системою контролю та регулювання потужністю (рис. 1). Комплектні розподільчі пристрої СОДГ містять: реле управління генератором, цифровий модуль синхронізації та розподілу навантаження, PLC з інтерфейсами введення/виводу, силові перетворювачі і пульти управління з панеллю сигналізації. СОДГ укомплектовані системою управління (ДАУ, *Electro-Motive Diesel Engine Control system – EMDEC*), яка забезпечує контроль швидкості із замкнутим контуром, інжекторне впорскування, старт/стоп функції і сигналізацію. ДАУ СОДГ живляться від мережі 24/48 В постійного струму виділеної батареї/зарядного пристрою.

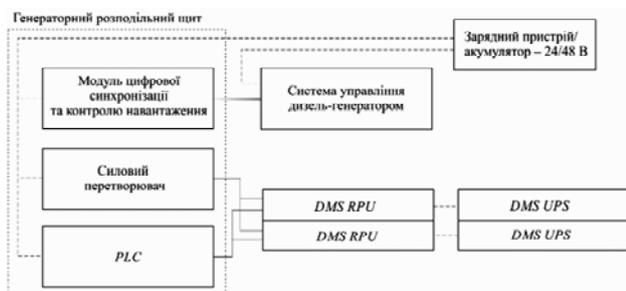


Рис. 1. Конфігурація системи управління СОДГ: PLC – програмований логічний контролер; DMS – система управління даними; RPU – пристрій управління резервним живленням; UPS – пристрій безперервного живлення

СОДГ може запускатися з передньої панелі у ручному режимі, або дистанційно у режимі «Авто» системою DMS. Розподільчий PLC керує функціями двигуна, а модуль цифрової синхронізації та контролю навантаження DSLC керує синхронізацією і розподілом потужності.

Система DP є подвійно-резервованою (рис. 2). Дві основних операторських консолі управління (ASK1, ASK2) містять керуючі процесори, клавіатури управління і дисплей. Система DP може контролювати до восьми двигунами ПП, у звичайному режимі – до чотирьох. Управляючі консолі розташовані у ходовій рубці, де також знаходяться три пристрої обробки сигналів (SPU1, SPU2, SPU3), які представляють собою пристрої вводу/виводу сигналів від блоків датчиків положення, гіроскопів, датчиків переміщення і вітру. Кожен окремий блок має незалежний канал зв'язку з основним центральним управляючим комп'ютером.

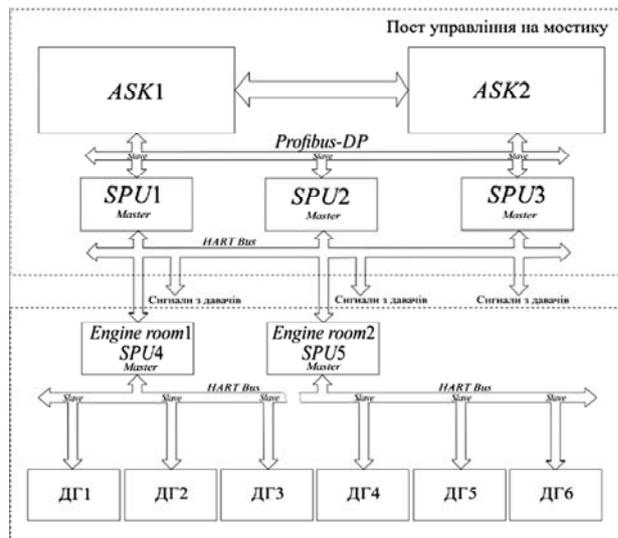


Рис. 2. Структура системи DP: ASK – Automatic Station Keeping (автоматична станція управління позиціонуванням); SPU – Signal Processing Unit (модуль обробки сигналу); HART – Highway Addressable Remote Transducer Protocol (цифровий промисловий протокол передачі даних)

Два блоків обробки сигналів (SPU4 та SPU5), розташовані на ГРЩ, виконують функцію обробки сигналів управління живленням від двох резервних інтерфейсних пристроїв вводу/виводу.

В якості джерел електричної енергії в ГЕУ КПК використовуються явнополюсні безщіткові синхронні генератори (СГ) високої напруги з дизель- або турбоприводом. Найбільш зручною формою математичних моделей таких машин є форма подання машини в ортогональній системі координат d, q , що жорстко пов'язана з ротором і обертається разом з ним з синхронною швидкістю [8]. Дана система координат має переваги перед нерухою системою координат a, b, c , у якій, при обертанні ротора, осі обмоток статора і ротора взаємно переміщуються, тому фазні змінні напруги, струму та потокозчеплення виражаються періодичними величинами. Вектори напруги, струму та потокозчеплення в перпендикулярно розташованих осях d, q є постійними і нерухомими відносно осей, що виключає взаємодію між ними і спрощує аналіз моделі. До недоліків моделювання в осях d, q можна віднести неможливість дослідження несиметричних режимів. З метою підвищення наочності моделювання та спрощення аналізу результатів зручніше користуватися рівняннями у відносних одиницях.

Для жорстких рамок фіксованої напруги і частоти для ГРЩ та РЩ для еталону використовується значення напруги та коефіцієнта потужності на збірних шинах. Суднова енергосистема є ізольованою і для моделі, що представлена в цій статті, швидкість обертання ротора одного СГ обрана в якості базової, а кути потужності інших генераторів розраховуються по відношенню до неї. Кут потужності базового генератора і напруга на шинах обчислюється модулем навантаження залежно від струмів генератора.

Для кожного з СГ використовується модель 7-го порядку, а взаємозв'язок між генераторами здійснюється через модуль навантаження, що представляє загальне навантаження в якості змінного імпедансу, що додає векторні складові навантаження до вихідних струмів генераторів і повертає вектор напруги на шинах залежно від характеристики навантаження (постійний імпеданс, постійна потужність тощо). Електричні величини моделюються у осях d, q . Наприклад, модель одного СОДГ складається з моделі дизеля та СГ, ПІД-регулятора швидкості обертання дизеля та АРН (AVR). Функція включення/виключення для кожного СОДГ входить до моделі симуляції навантаження при підключенні/відключенні даного агрегату до ГРЩ. Схема загальної структури моделі з вхідними та вихідними параметрами показана на рис. 3.

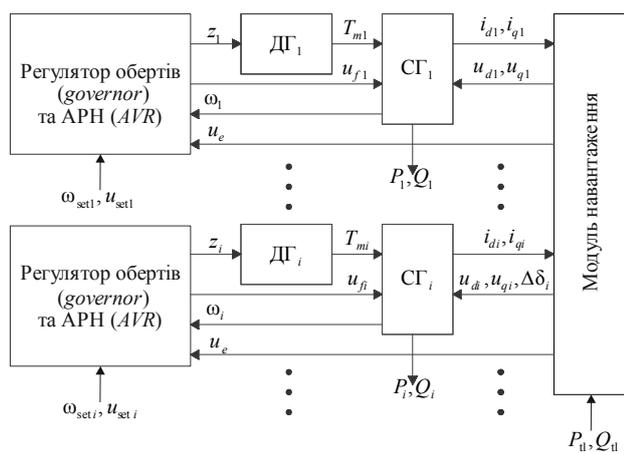


Рис. 3. Блок-схема моделі суднової електростанції: z – паливний індекс, в.о.; T_m – постійна часу дизеля, с; u_f – уставка напруги збудження, в.о.; ω – частота обертання валу СОДГ, рад⁻¹; i_d, i_q, u_d, u_q – складові струму та напруги по відповідних осях, в.о.; P, Q – значення активної та реактивної потужностей, в.о.; $\Delta\delta$ – кут навантаження, рад

Розробляючи математичну модель АРН на основі електронного ПІД-регулятора і силового напівпровідникового комутатора, необхідно врахувати їх характерні особливості [9]. Призначення пропорційно-інтегрально-диференційного (ПІД) регулятора полягає у підтримці заданого значення u_{set} деякої вхідної величини шляхом її порівняння з вихідним поточним значенням u_e , яке здійснюється за допомогою сигналу негативного зворотного зв'язку u_{fb} . Різниця цих двох величин і називається неузгодженістю або відхиленням від заданої величини.

Силовий напівпровідниковий комутатор (СПК) АРН виконує функцію ключа між джерелом постійної

напруги і обмоткою збудження безщіткового збудника. Регулювання напруги збудника здійснюється за рахунок регулювання тривалості включеного (відключеного) стану напівпровідникового ключа, тобто за рахунок ширини імпульсу, поданого в обмотку збудження збудника. Такий вид регулювання називається широтно-імпульсним (ШІМ), при цьому СПК мають частоту перемикачів до 10 кГц. У загальному випадку силовий перетворювач є нелінійною динамічною ланкою. Так як частота перемикачів значно перевищує смугу пропускання системи, то силовий перетворювач також може розглядатися і як безінерційна ланка. Як ланка системи регулювання, СПК зазвичай описується аперіодичною ланкою або ланкою з запізненням.

Для нормальної роботи АРН повинні бути вказані граничні значення вихідної напруги для попередження ситуацій перезбудження і недозбудження генератора. Блок обмеження – це стабілізуючий елемент. Також модель АРН необхідно доповнити елементом, що описує вимірювальний перетворювач змінної напруги генератора в сигнали постійного струму, адаптований для ПІД-регулятора. Перетворювач напруги перетворює сигнали з вимірювальних трансформаторів в цифрові, його передавальну функцію можна також виразити через аперіодичну ланку першого порядку.

Регульовальним параметром приводного двигуна СОДГ, як об'єкта системи автоматичного регулювання (САР), є частота обертання його валу. Момент, що розвивається двигуном, компенсується моментом втрат і моментом опору генератору, які перешкоджають обертанню валу. Обертаючий момент двигуна безпосередньо залежить від кількості палива, котре поступає в нього, отже, регулюючий вплив на частоту обертання валу двигуна створюється регулюючим органом, що змінює кількість палива. Для дизельного двигуна таким регулюючим органом є рейка паливних насосів високого тиску (ПНВТ). У суднових СОДГ, що виробляють змінний струм, до сталості частоти обертання приводного дизельного двигуна пред'являються найбільш жорсткі вимоги, що забезпечуються вимогами нормативних документів до частоти змінного струму суднової мережі, тому необхідно підтримувати швидкісний режим роботи приводного дизеля з високою точністю, незалежно від зміни електричного навантаження суднової електростанції. Для цієї мети використовуються системи автоматичного регулювання частоти обертання. В даний час на судах старої споруди знаходять застосування механічні та гідромеханічні регулятори частоти обертання дизелів, які зарекомендували себе як надійні працюючі регулюючі пристрої. Однак функціональні можливості таких регуляторів обмежені, у зв'язку з цим вдосконалення сучасних систем автоматичного регулювання (САР) та систем автоматичного управління (САУ) суднових дизелів йде по шляху використання електронних регуляторів на мікропроцесорній основі.

Із застосуванням електронних регуляторів в САР і САУ дизелем забезпечується новий, якісно вищий рівень, що дозволяє реалізувати більш складні алгоритми управління дизелем і забезпечити недосяжні

раніше показники якості процесу регулювання його частоти обертання. Необхідною умовою для такого поліпшення якості процесу регулювання є оптимізація, як структури регулятора, так і його параметрів. Вибір структури регулятора і закону регулювання визначається декількома факторами. У сучасних СЕУ КПК СОДГ оснащені цифровими ПІД-регуляторами частоти обертання. На додаток до цього необхідно також додати блок, що описує сервомеханізм рейки ПНВТ, в якості якого можуть використовуватися виконавчі електродвигуни, а також електротгідравлічні агрегати. У цьому випадку найбільш зручно описати даний елемент за допомогою аперіодичної ланки першого порядку. Сам же дизельний двигун вносить деяке запізнення з моменту зміни положення рейки ТНВД до відповідної зміни частоти обертання його валу, пов'язано це з часом на протікання хімічних процесів усередині камери згорання, а так само з інерцією механічних вузлів. Тому найбільш переважно дизельний двигун уявляється як ланка чистого запізнення.

Результати досліджень. Структурні моделі електронних АРН і регулятора частоти обертання дизеля відповідно до рис. 3, створені на основі математичних моделей його основних елементів, та згідно описаних вище умов, представлені на рис. 4.

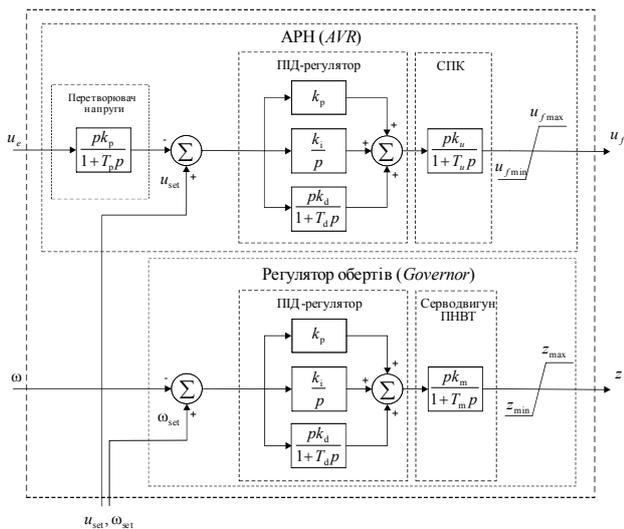


Рис. 4. Блок-схема регуляторів СОДГ: k_p, k_i, k_d, k_m, k_u – коефіцієнти передачі пропорційної, інтегруючої та диференційної ланок відповідно, перетворювача напруги, серводвигуна ПНВТ та СПК; $T_p, T_i, T_d, T_r, T_m, T_u$ – постійні часу пропорційної, інтегруючої та диференційної ланок відповідно, перетворювача напруги, серводвигуна ПНВТ та СПК

Моделювання будемо проводити у *MatLab Simulink*, причому, враховуючи результати досліджень, залежності та передавальні функції регуляторів частоти обертання ПП [5], працюючих у різноманітних режимах, що відповідають конкретному експлуатаційному режиму роботи судна в цілому, спробуємо отримати графіки частота обертання валу ПП та споживаної потужності в функції часу та підтвердити адекватність математичних моделей. Для цього застосуємо програмний комплекс *Ships_CPC*, розроблений в рамках науково-дослідної держбюджетної роботи «Концепції, технології та напрями вдосконален-

ня суднових енергетичних установок комбінованих пропульсивних комплексів» Національного університету (Одеська морська академія), який являє собою сукупність функціональних блоків компонентів СЕУ КПК, побудованих за класичним принципом «вхід-вихід». Наприклад, згідно блок-схеми на рис. 3, виходи функціональних блоків ПІД-регуляторів СОДГ залежні від заданих напруги збудження та частоти обертання, які, у свою чергу, залежать від навантаження на електростанцію, що відповідає тому рухається судно або динамічно позиціонує, та надходять на вхід (входи) моделей ПІД-регуляторів частоти обертання ПП.

СЕУ КПК складається з ГРЩ на 11 кВ, розподільних щитів, 5 генераторів, 3 азимутальних ПП малої тяги із змінною швидкістю і кілька *DOL (Direct On Line)* двигунів. Загальна встановлена потужність становить близько 40 МВт, в той час як ПП, потужністю $3 \times 2,8$ МВт, отримують живлення від перетворювачів частоти (ПЧ) з 12-імпульсною топологією. Максимальна швидкість для азимутальних ПП малої тяги 1000 об/хвил, але у схемі на лінії валів присутні понижуючі передачі між двигунами і гребними гвинтами фіксованого кроку (ГФК), але всі виміри взяті безпосередньо з ліній валів за допомогою індукційних датчиків, що надають сигнали частоти обертання до *DP*-контролера.

Моделювання із застосуванням стратегії векторного управління та безпосереднього управління моментом і потужністю, як описано у [5], та блок-схем, зображених на рис. 3 і 4, наведено на рис. 5, а відповідне споживання ПП потужності – на рис. 6.

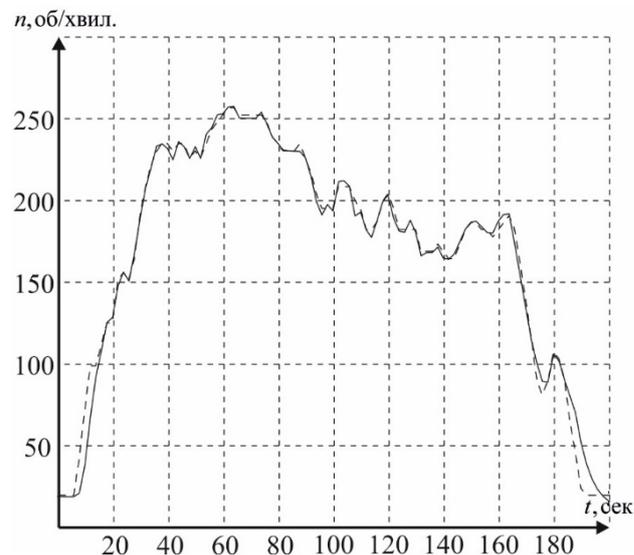


Рис. 5. Виміряні та модельовані графіки залежності частоти обертання ПП: --- модельовання, — вимірювання

Результати моделювання порівнюються з натурними вимірами для судна типу *Supply vessel*, що виконує динамічне позиціонування. Для вимірювання на судні були доступні тільки механічні потужності ПП, тож на графіках зображені модельовані залежності споживаної електроенергії і електричні втрати в асинхронних двигунах ПП. Тимчасові затримки у реєстрації даних з вимірів можуть бути пояснені тим, напри-

клад, що у тій же послідовності відбуваються деякі із горизонтальних розбіжностей між моделюванням та вимірюванням. В інших випадках, звичайно, на результати дуже впливає настройка контролерів, особливо контролерів частоти обертання СОДГ та ПП.



Рис. 6. Виміряні та модельовані графіки залежності споживаної ПП потужностей: --- моделювання, — вимірювання

Внутрішні контури управління ПП (крутним моментом, потоком і струмом) налаштовуються із як найбільшим коефіцієнтом посилення, для того, щоб дослідити процес швидкодії у регулюванні крутного моменту із збереженням величини потоку якомога ближче до номінального значення для різних умов навантаження.

Висновки.

1. Визначено доцільність порівняльного комп'ютерного моделювання у *MatLab Simulink* для побудови імітаційних моделей об'єктів на основі їх блок-схем та математичних описів.

2. У середовищі *MatLab Simulink* реалізовані схеми оптимізації математичних моделей СОДГ і ГЕУ КПК з гвинто-кормовою установкою типу *Azipod* у програмному комплексі *Ships CPS*, для скорочення експлуатаційних витрат і підвищення паливної ефективності з одночасним обмеженням навантаження на СОДГ за критерієм зменшення зносу та збільшення міжремонтного періоду.

3. Функціональні блоки запропонованого комплексу є основними структурними одиницями моделей ГЕУ КПК, що дозволяє досліджувати їх нормальні і аварійні режими роботи.

Подальші дослідження будуть проводитися з метою налагодження параметрів математичних моделей АРН і частоти СОДГ в середовищі *MatLab Simulink*. Методика може бути застосована для попереднього вибору параметрів сучасних електронних регуляторів. Також буде виконано комп'ютерне моделювання процесів в ГЕУ КПК з різними типами ПП при: зміні частоти обертання ПП; реверсі; динамічних змінах упорів гребних гвинтів; відмові одного ПП; змінах моментів опору гребних гвинтів. Отримані результати мають виявити характерні зміни основних параметрів

ГЕУ КПК у відповідних режимах роботи, що дозволить вважати досліджувані моделі адекватними реальним об'єктам.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Woud H.K., Stapersma D. Design of propulsion and electric power generation systems. IMarEST Publications: London, 2003. — 494 p.
2. Будашко В.В., Онищенко О.А. Удосконалення системи управління підрулюючим пристроєм комбінованого пропульсивного комплексу // Вісник НТУ «ХП». — 2014. — №38(1081). — С. 45-51.
3. Будашко В.В., Онищенко О.А. Математические основы имитационного моделирования системы управления энергетической установкой бурового судна // Вестник Камчатского государственного технического университета. — 2014. — №29. — С. 6-13.
4. Hansen J.F. Modelling and control of marine power systems // Doktor ingeniør thesis, Norwegian University of Science and Technology, Department of Engineering cybernetics, Trondheim, Norway, 2000. — 119 p. Available at: http://www.itk.ntnu.no/databaser/dr_ing_avhandlinger/vedlegg/110_pdf.pdf (accessed 21 September 2015).
5. Будашко В.В., Юшков Е.А. Математическое моделирование всережимных регуляторов оборотов подруливающих устройств судовых энергетических установок комбинированных пропульсивных комплексов // Электронное моделирование. — 2015. — Т.37. — №2. — С. 101-114.
6. Глазева О.В., Будашко В.В. Аспекти математичного моделювання елементів єдиних електроенергетичних установок комбінованих пропульсивних комплексів // Вісник НТУ «ХП». Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. — 2015. — №42(1151). — С. 71-75.
7. Бойко А.А., Будашко В.В., Юшков Е.А., Бойко Н.А. Синтез и исследование системы автоматического симметрирования токов асинхронного двигателя с преобразователем напряжения // Восточно-европейский журнал передовых технологий. — 2016. — Т.1. — №2(79). — С. 22-34. doi: 10.15587/1729-4061.2016.60544.
8. Черных И.В. SimPowerSystems: Моделирование электротехнических устройств и систем в Simulink / [Электронный ресурс]. URL: <http://matlab.exponenta.ru/simpower/book1/2.php>.
9. Токарев Л.Н. Системы автоматического регулирования. Учебное пособие. — СПб.: НОТАБЕНЕ, 2001. — 191 с.

REFERENCES

1. Woud H.K., Stapersma D. Design of propulsion and electric power generation systems. IMarEST Publications, London, 2003. 494 p.
2. Budashko V.V., Onishchenko O.A. Improving management system combined thruster propulsion systems. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2014, no.38(1081), pp. 45-51. (Ukr).
3. Budashko V.V., Onishchenko O.A. Mathematical principles of simulation of power plant's control system at drillship. *Bulletin of Kamchatka State Technical University*, 2014, no.29, pp. 6-13. (Rus).
4. Hansen J.F. Modelling and control of marine power systems. Doktor ingeniør thesis, Trondheim, Norway, 2000. 119 p. Available at: http://www.itk.ntnu.no/databaser/dr_ing_avhandlinger/vedlegg/110_pdf.pdf (accessed 21 September 2015).
5. Budashko V.V., Yushkov Y.A. Mathematic modeling of all-range controllers speed of thrusters for ship power plants in combined propulsion complexes. *Electronic Modeling*, 2015, vol.37, no.2, pp. 101-114. (Rus).
6. Glazeva O.V., Budashko V.V. Aspects of the mathematical modelling of the elements for Western Systems Coordinating

Council of combined propulsion complexes. *Bulletin of NTU «KhPI». Series: Problems of Electrical Machines and Apparatus Perfection. The Theory and Practice*, 2015, no.42(1151), pp. 71-75. (Ukr).

7. Bojko A.A., Budashko V.V., Yushkov E.A., Bojko N.A. Synthesis and research of automatic balancing system of voltage converter fed induction motor currents. *Eastern-European Journal of Enterprise Technologies*, 2016, vol.1, no.2(79), pp. 22-34. doi: 10.15587/1729-4061.2016.60544.

8. Chernikh I.V. *SimPowerSystems: Modelirovanie elektrotekhnicheskikh ustroystv i sistem v Simulink* (SimPowerSystems: Modeling of electrotechnical devices and systems in Simulink). Available at: <http://matlab.exponenta.ru/simpower/book1/2.php> (accessed 01 October 2015). (Rus).

9. Tokarev L.N. [Automated regulation systems. Tutorial]. Saint Petersburg, Notabene Publ., 2001. 191 p. (Rus).

Надійшла (received) 09.05.2016

Юшков Євген Олександрович, аспірант,
Національний університет «Одеська морська академія»,
65029, Одеса, ул. Дидрихсона, 8,
тел/phone +38 048 7332367, e-mail: ushkov@te.net.ua

E.A. Yushkov
Odessa National Maritime Academy,
8, Didrikhson Str., Odessa, 65029.

Modeling of operation modes of ship power plant of combined propulsion complex with control system based on electronic controllers.

Purpose. Designing of diagrams to optimize mathematic model of the ship power plant (SPP) combined propulsion complexes (CPC) for decreasing operational loss and increasing fuel efficiency with simultaneous load limiting on medium revolutions diesel generator (MRDG) by criterion reducing of wear and increasing operation time between repairs. **Methodology.** After

analyzing of ship power plant modes of CPC proposed diagrams to optimize mathematic model of the above mentioned complex. The model based on using of electronic controllers in automatic regulation and control systems for diesel and thruster which allow to actualize more complicated control algorithm with viewpoint of increasing working efficiency of ship power plant at normal and emergency modes. **Results.** Determined suitability of comparative computer modeling in MatLab Simulink for building of imitation model objects based on it block diagrams and mathematic descriptions. Actualized diagrams to optimize mathematic model of the ship's power plant (SPP) combined propulsion complexes (CPC) with Azipod system in MatLab Simulink software package Ships_CPC for decreasing operational loss and increasing fuel efficiency with simultaneous load limiting on medium revolutions diesel generator (MRDG) by criterion reducing of wear and increasing operation time between repairs. The function blocks of proposed complex are the main structural units which allow to investigate it normal and emergency modes. **Originality.** This model represents a set of functional blocks of the components SPP CPC, built on the principle of «input-output». For example, the function boxes outputs of PID-regulators of MRDG depends from set excitation voltage and rotating frequency that in turn depends from power-station load and respond that is a ship moving or dynamically positioning, and come on input (inputs) of thruster rotating frequency PID-regulator models. **Practical value.** The results of researches planned to use in creation of software package Ships_CPC, in Mat Lab/Simulink was developed under the state budget project «Concepts, technologies and ways of improving ship plants combined propulsion complexes» at the Department of Electromechanics and Electrical Engineering of National University «Odessa Maritime Academy» (State registration number 0114u000340). References 9, figures 6.

Key words: ship power plants, combined propulsion complex, mathematical modeling, electronic controller, thruster, diesel, dynamic positioning.

М.И. Баранов, С.В. Рудаков

РАСЧЕТНО-ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЙ МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ В МЕТАЛЛИЧЕСКОМ ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ ВОЛНОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПАКЕТОВ И ЭЛЕКТРОННЫХ ПОЛУВОЛН ДЕ БРОЙЛЯ

Описаний розрахунково-експериментальний метод для виявлення і вивчення в електропровідній макроструктурі металевого провідника з імпульсним аксіальним струмом великої щільності квантованих (з квантовим числом $n=1,2,3,\dots$) макроскопічних «гарячих» шириною Δz_{nh} і «холодних» шириною Δz_{nc} подовжніх ділянок, створюючих крок шириною $(\Delta z_{nh} + \Delta z_{nc})$ періодично розміщених уздовж провідника квантованих подовжніх хвильових електронних пакетів (ХЕП). Показано, що при протіканні в круглому суцільному сталевому оцинкованому дроті радіусом $r_0=0,8$ мм і довжиною $l_0=320$ мм аперіодичного імпульсу струму тимчасової форми $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс з амплітудою його щільності $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм² в досліджуваному дроті стохастичним шляхом від одного протікання по ньому вказаного струму до іншого виникають квантовані подовжні ХЕП, що мають один ($n=1$), три ($n=3$) і дев'ять ($n=9$) «гарячих» подовжніх ділянок однакової ширини Δz_{nh} . Місця розташування середин даних «гарячих» подовжніх ділянок ХЕП шириною $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм уздовж дроту відповідають амплітудам квантованих електронних півхвиль де Бройля, що розповсюджуються уздовж нього та характеризуються в проведених експериментах квантовим числом $n=1,3,9$ і квантованою довжиною півхвилі $\lambda_{en}/2 \approx l_0/n$, рівною 320, 107 і 34 мм відповідно. Отримані експериментальні результати відповідають розрахунковим квантовомеханічним даним стосовно вільних електронів електропровідного матеріалу дроту, що дрейфують, базуються на фундаментальному співвідношенні невизначеності Гейзенберга і встановлених закономірностях хвильового подовжнього розподілу в структурі дроту цих електронів. Бібл. 21, рис. 8.

Ключові слова: металевий провідник, імпульсний струм, хвильовий електронний пакет, електронна півхвиля де Бройля, розрахунково-експериментальне дослідження електронних процесів в металі.

Описан расчетно-экспериментальный метод для обнаружения и изучения в электропроводящей макроструктуре металлического проводника с импульсным аксиальным током большой плотности квантованных (с квантовым числом $n=1,2,3,\dots$) макроскопических «горячих» шириной Δz_{nh} и «холодных» шириной Δz_{nc} продольных участков, образующих шаг шириной $(\Delta z_{nh} + \Delta z_{nc})$ периодически размещенных вдоль проводника квантованных продольных волновых электронных пакетов (ВЭП). Показано, что при протекании в круглом сплошном стальном оцинкованном проводе радиусом $r_0=0,8$ мм и длиной $l_0=320$ мм аперіодического импульса тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс с амплитудой его плотности $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм² в исследуемом проводе стохастическим путем от одного протекания по нему указанного тока к другому возникают квантованные продольные ВЭП, имеющие один ($n=1$), три ($n=3$) и девять ($n=9$) «горячих» продольных участков одинаковой ширины Δz_{nh} . Места расположения середин данных «горячих» продольных участков ВЭП шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм вдоль провода соответствуют амплитудам распространяющихся вдоль него квантованных электронных полувольт де Бройля, характеризующихся в проведенных экспериментах квантовым числом $n=1,3,9$ и квантовой длиной полувольты $\lambda_{en}/2 \approx l_0/n$, равной 320, 107 и 34 мм соответственно. Полученные экспериментальные результаты соответствуют расчетным квантовомеханическим данным применительно к дрейфующим свободным электронам электропроводящего материала провода, базирующимся на фундаментальном соотношении неопределенности Гейзенберга и установленных закономерностях волнового продольного распределения в структуре провода этих электронов. Библ. 21, рис. 8.

Ключевые слова: металлический проводник, импульсный ток, волновой электронный пакет, электронная полуволна де Бройля, расчетно-экспериментальное исследование электронных процессов в металле.

Введение. В [1-9] были представлены результаты многолетних теоретических и экспериментальных исследований по установлению основных квантовомеханических закономерностей волнового продольного и радиального распределений дрейфующих свободных электронов в немагнитном круглом сплошном цилиндрическом металлическом проводнике радиусом r_0 и длиной $l_0 \gg r_0$, по которому в продольном направлении протекает импульсный аксиальный ток $i_0(t)$ произвольных амплитудно-временных параметров (АВП). Эти результаты были получены при условии $\Delta_l/r_0 \gg 1$, где Δ_l – толщина токового скин-слоя в проводнике, и использовании усредненной в нем плотности тока $\delta_0(t) \approx i_0(t)/S_0$, где $S_0 = \pi r_0^2$ – поперечное сечение указанного проводника. Полученные в [1-9] данные свидетельствуют о том, что в однородной электропроводящей структуре металлического проводника, содержащей квантовое число $n=1,2,3,\dots$ электронных полувольт де Бройля, стохастическим путем

возникают продольные и радиальные квантованные периодические волновые электронные пакеты (ВЭП), каждый из которых содержит по одному относительно «горячему» и «холодному» продольному или радиальному участкам макроскопических размеров. Эти участки вызывают возникновение в металлической макроструктуре проводника неоднородных температурных полей, периодически изменяющихся по его длине или радиусу. Причем, уровни температур на «горячих» и «холодных» продольных участках проводника при проявлении в нем ВЭП могут отличаться до 3,5 раз [4, 7]. Стохастический характер формирования данных квантованных ВЭП определяется квантованным энергетическим состоянием свободных электронов, оказавшихся в микроструктуре материала проводника в момент подачи на него электрического напряжения и начала протекания по нему электрического тока того или иного вида [6]. Укажем, что вол-

новые пакеты, возникающие при распространении монохроматических электромагнитных волн в диэлектрических средах, в свое время были описаны в теории электромагнетизма и на сегодня в электрофизике они изучены достаточно хорошо [10]. Что касается ВЭП металлических проводников с электрическим постоянным, переменным и импульсным током различных АВП, образуемых в их электропроводящих структурах с дрейфующими свободными электронами в результате интерференции (наложения) когерентных электронных полуолн де Бройля, то они в настоящее время в теории электричества практически не исследованы. Вот поэтому до сих пор квантовофизические особенности пространственного распределения основных носителей электричества в таких структурах – дрейфующих свободных электронов, проявляющиеся наиболее резко в случае протекания по ним в штатных (сильноточные разряды в цепях высоковольтных электроустановок [7, 11]), нештатных и аварийных режимах работы (токовые перегрузки, короткие замыкания (КЗ) и прямые удары линейной молнии [8, 12]) больших плотностей тока (10^8 А/м² и более), и соответственно новые области их электротехнологического применения остаются малоизученными. В этой связи разработка и практическое использование новых расчетно-экспериментальных методов обнаружения и изучения квантованных периодических ВЭП и квантованных электронных полуолн де Бройля в металлических проводниках с указанными плотностями электрического тока проводимости являются актуальными научно-техническими задачами.

Целью статьи является разработка расчетно-экспериментального метода для обнаружения и изучения квантованных ВЭП и дебройлевских электронных полуолн в металлическом проводнике с импульсным аксиальным током большой плотности.

1. Постановка задачи исследования ВЭП и дебройлевских электронных полуолн в металлическом проводнике с импульсным током. Рассмотрим неподвижно размещенный на открытом воздухе прямолинейный круглый сплошной немагнитный металлический проводник радиусом r_0 и длиной $l_0 \gg r_0$. Пусть параметры воздушной среды соответствуют нормальным атмосферным условиям (давление воздуха составляет $1,013 \cdot 10^5$ Па, а его температура T_0 равна 0 °С [10]), а к противоположным концам рассматриваемого проводника с удельной электропроводностью γ_0 его материала приложена разность электрических потенциалов, униполярно изменяющаяся во времени t по произвольному закону. Считаем, что по исследуемому проводнику поперечным сечением $S_0 = \pi r_0^2$ вдоль его продольной оси протекает импульсный однополярный ток проводимости $i_0(t)$ амплитудой I_{0m} , характеризующийся усредненной плотностью $\delta_0(t)$. Ограничимся рассмотрением случая, для которого толщина токового скин-слоя Δ_i в материале проводника существенно больше его радиуса r_0 . Для приближенного описания поведения дрейфующих свободных электронов проводника, как и в [1-9], воспользуемся известным одноэлектронным приближением, пренебрегающим их взаимным влиянием друг на друга, а также влиянием ионов кристаллической

решетки металла проводника на его коллективизированные электроны [10]. Будем придерживаться той точки зрения, что продольные (радиальные) распределения дрейфующих свободных электронов в исследуемом проводнике подчиняются временным волновым уравнениям Шрёдингера и соответственно их собственным квантованным решениям [10]. Требуется на основе обобщения ранее полученных в [1-9] квантовомеханических результатов, касающихся электрофизических особенностей волнового распределения носителей тока проводимости в однородных проводящих структурах, сформулировать и апробировать в лабораторных условиях расчетно-экспериментальный метод исследования ВЭП и электронных полуолн де Бройля в тонких круглых металлических проводниках с импульсным аксиальным током $i_0(t)$ аperiодической временной формы и большой плотности $\delta_0(t)$.

2. Предлагаемый метод обнаружения в металлическом проводнике с импульсным током ВЭП и электронных полуолн де Бройля. Для наглядности и лучшего понимания рассматриваемой электрофизической задачи приведем вначале приближенное квантовомеханическое соотношение для наименьшей ширины Δz_{nh} «горячего» продольного участка в проводящей структуре проводника с импульсным аксиальным током $i_0(t)$, вызывающим появление в ней усредненной плотности тока с амплитудой $\delta_{0m} \approx I_{0m}/S_0$ [7, 9]:

$$\Delta z_{nh} \approx e_0 n_{e0} h (m_e \delta_{0m})^{-1} [8 + (\pi - 2)^2]^{-1}, \quad (1)$$

где $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – модуль электрического заряда электрона [10]; $m_e = 9,109 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона [10]; n_{e0} – усредненная плотность свободных электронов в металле проводника до воздействия на него исследуемого импульса электрического тока [10]; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка [10].

Из (1), полученного с использованием фундаментального соотношения неопределенности Гейзенберга [10], следует, что ширина Δz_{nh} «горячего» продольного участка проводника практически определяется численным значением амплитуды δ_{0m} плотности импульсного тока в его материале. Так, с учетом (1) для медного проводника ($n_{e0} = 16,86 \cdot 10^{28}$ м⁻³ [10]) при $\delta_{0m} = 4 \cdot 10^6$ А/м², характерной для штатных режимов работы промышленных электрических сетей переманного тока [13], находим, что в нем ширина Δz_{nh} оказывается примерно равной 0,53 м. При $\delta_{0m} = 4 \cdot 10^8$ А/м², соответствующей аварийному режиму работы промышленных электрических сетей с протеканием по их токопроводам токов КЗ [13] или штатному режиму работы сильноточных цепей высоковольтных электрофизических установок [11], расчетная ширина Δz_{nh} принимает численное значение около 5,3 мм. При $\delta_{0m} = 4 \cdot 10^{11}$ А/м², характерной для быстрого электрического взрыва (ЭВ) тонких металлических провололок [14], ширина Δz_{nh} «горячего» продольного участка в медном проводнике согласно (1) оказывается численно равной примерно 5,3 мкм. Подобная микроскопическая величина для Δz_{nh} хорошо согласуется с линейными размерами проводящих мелкодисперсных фракций, образующихся в результате ЭВ (сублимации токопроводящих частей) тонких металлических провололок [11, 14]. Кроме того, согласно [15] при экспе-

риментальном исследовании явления быстрого ЭВ в воздухе тонких круглых медных проволочек длиной 60 мм и диаметром 100 мкм путем пропускания по ним от высоковольтного генератора импульсных токов (ГИТ) синусоидального затухающего по экспоненте разрядного импульсного тока большой плотности ($\delta_{0m} \approx 6,4 \cdot 10^{12}$ А/м²) в диспергированных продуктах взрывообразного разрушения твердой меди (в «металлической» плазме) методом скоростного фоторегистрирования были зафиксированы продольные периодические страты, состоящие из слоистой продольной периодической дискообразной структуры различной светимости, содержащей чередующиеся между собой «светлые» шириной Δz_h (34 шт.) и «темные» шириной Δz_c (34 шт.) продольные участки. Данные участки попарно образовывали в разрядном воздушном промежутке указанной высоковольтной цепи ГИТ с «металлической» плазмой шаг периодической структуры ВЭП длиной около $(\Delta z_h + \Delta z_c) \approx 1,76$ мм [11, 15]. Можно обоснованно предполагать, что в случае исследования в [15] ЭВ тонких медных проволочек «светлые» продольные участки «металлической» плазмы продуктов взрыва в разрядном воздушном промежутке соответствовали «горячим» участкам ВЭП, а их «темные» продольные участки – «холодным» участкам ВЭП. Опытные данные из [15] указывают на достоверность квантовомеханических положений, используемых в основе расчетных оценок в [1-9] волновых распределений дрейфующих свободных электронов и соответственно ВЭП в тонких металлических проводниках.

Приведенные выше оценочные данные свидетельствуют о том, что выявить в лабораторных условиях особенности продольного волнового распределения тока в металлических проводниках можно только в режиме пропускания через них таких постоянных, переменных или импульсных токов $i_0(t)$, которые обеспечивают протекание в поперечных сечениях S_0 их электропроводящих материалов лишь относительно больших плотностей тока δ_{0m} . Согласно опытными данным из [16] для постоянного тока уровень его плотности в тонком стальном оцинкованном проводе ($r_0=0,15$ мм; $\Delta_0=5$ мкм – толщина наружного защитного цинкового покрытия) при экспериментальном изучении его ВЭП составляет около $6,8 \cdot 10^8$ А/м². Из собственного опыта при изучении квантованных ВЭП и электронных полувольт де Бройля в тонком круглом стальном оцинкованном проводе ($r_0=0,8$ мм; $\Delta_0=5$ мкм) с аperiodическим импульсным аксиальным током $i_0(t)$ миллисекундной длительности в условиях научно-исследовательской лаборатории, оснащенной мощным высоковольтным ГИТ для формирования на электрической нагрузке длительной С-компоненты тока искусственной молнии [12], следует, что значения δ_{0m} численно составляют около $3,7 \cdot 10^8$ А/м² [3, 7].

В связи с вышеизложенным предлагаемый расчетно-экспериментальный метод исследования в макроструктуре выбранного с учетом визуализации ожидаемых электрофизических проявлений (квантованных продольных ВЭП и формирующих их электронных полувольт де Бройля) металлического проводника с импульсным аксиальным током $i_0(t)$ базируется на

использовании указанных квантовофизических закономерностей и электрической схемы высоковольтной разрядной цепи упомянутого ГИТ-С, приведенной на рис. 1. В качестве испытательных образцов (ИО) проводника, включаемых согласно рис. 1 и 2 в высоковольтную разрядную цепь высоковольтного ГИТ-С, используем прямолинейные участки промышленно выпускаемого стального оцинкованного провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) [17]. Наличие в таких ИО сравнительно легкоплавкого тонкого покрытия и тугоплавкого достаточно массивного основания провода обеспечивает при его интенсивном локальном джоулевым нагреве (до температур порядка 1500 °С) опосредованное обнаружение за счет сферообразного вспучивания покрытия на «горячих» продольных участках провода квантованных продольных ВЭП и соответственно электронных дебройлевских полувольт, образующих подобные ВЭП [7, 9].

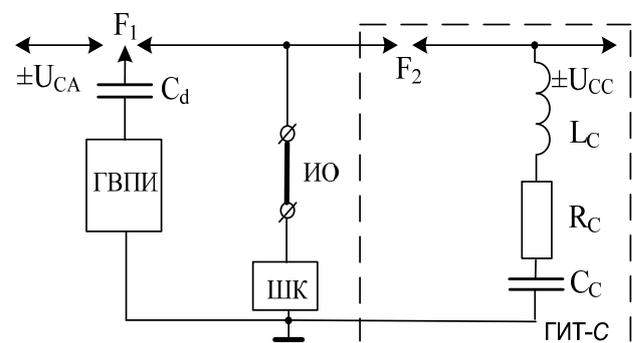


Рис. 1. Принципиальная электрическая схема высоковольтной разрядной цепи мощного высоковольтного ГИТ-С, примененного для исследования квантованных периодических продольных ВЭП и электронных полувольт де Бройля в испытательном образце металлического проводника (ГВПИ – генератор высоковольтных поджигающих импульсов напряжения амплитудой до ± 100 кВ; F_1, F_2 – соответственно трех- и двухэлектродный высоковольтные воздушные искровые коммутаторы; C_d – разделительная емкость на 180 пФ и импульсное напряжение до ± 120 кВ в цепи ГВПИ, управляющего срабатыванием воздушных искровых коммутаторов F_1 и F_2 ; ИО – испытательный образец металлического проводника; ШК – шунт коаксиальный типа ШК-300 для измерения импульсного тока в проводнике; $\pm U_{CC}$ – зарядное напряжение конденсаторов ГИТ-С; $\pm U_{CA}$ – зарядное напряжение конденсаторов других ГИТ существующего генератора тока искусственной молнии; $L_C \approx 11,43$ мГн, $R_C \approx 4,74$ Ом, $C_C \approx 45,36$ мФ – соответственно индуктивность, активное сопротивление и емкость разрядной цепи ГИТ-С)

Используемый мощный одномодульный ГИТ-С на номинальную запасаемую электрическую энергию $W_{C0}=567$ кДж, выполненный согласно схеме рис. 1 на основе 324 параллельно соединенных высоковольтных импульсных конденсаторов ИМ-5-140 (номинальное напряжение $U_0=\pm 5$ кВ; номинальная емкость $C_0=140$ мкФ), имеет следующие собственные электрические параметры [12]: $C_C \approx 45,36$ мФ; $R_C \approx 4,74$ Ом; $L_C \approx 11,43$ мГн. Отметим, что в ГИТ-С была применена резистивная защита его конденсаторов от аварийных сверхтоков, реализованная путем размещения на их высоковольтных выводах защитных постоянных объемных графито-керамических резисторов ТВО-60-100 Ом [12, 18]. После заряда до постоянного напряжения

$U_{CC} \leq \pm 4,2$ кВ конденсаторов ГИТ-С (при $U_{CA}=0$) и подачи от генератора высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) управляющего микросекундного импульса напряжения амплитудой ± 100 кВ на управляемый электрод высоковольтного трехэлектродного воздушного искрового коммутатора F_1 каскадного типа со стальными полусферическими электродами и рабочими промежутками длиной 4 и 9 мм, входящего в состав существующего в НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» генератора тока искусственной молнии [12], за счет формируемого на ИО провода импульса перенапряжения происходит срабатывание высоковольтного двухэлектродного воздушного искрового коммутатора F_2 с графитовыми прямоугольными электродами и рабочим изоляционным промежутком длиной 3 мм.



Рис. 2. Общий вид круглого сплошного стального оцинкованного провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²), включенного своими концами с помощью болтового соединения в силовую разрядную цепь мощного высоковольтного ГИТ-С и размещенного над теплозащитным асбестовым полотном, до воздействия на него аperiodического импульса аксиального тока $i_0(t)$ большой плотности

В результате через ИО провода будет протекать импульс тока требуемых АВП. Измерение АВП протекающих через ИО провода импульсов тока $i_0(t)$ выполняется при помощи цифрового запоминающего осциллографа Tektronix TDS 1012 и поверенного метрологической службой измерительного коаксиального шунта (ШК) типа ШК-300 с собственным активным сопротивлением 0,185 мОм и возможностью фиксации нано-, микро- и миллисекундных импульсов тока амплитудой от 10 А до 200 кА [12], включенного согласно рис. 1 в непотенциальную (заземленную) часть силовую разрядную цепь ГИТ-С. Используемый нами ШК при штатном измерении в разрядной цепи ГИТ-С длительной аperiodической компоненты тока искусственной молнии имел коэффициент преобразования, равный около $56,42 \cdot 10^2$ А/В [7, 12].

На рис. 3 приведена осциллограмма аperiodического импульса тока отрицательной полярности в разрядной цепи ГИТ-С при наличии в ней вместо ИО стального провода штатного эквивалента электрической нагрузки в виде алюминиевого листа толщиной 2 мм и размером в плане $0,5 \text{ м} \times 0,5 \text{ м}$. Видно, что при модуле амплитуды $I_{0m} \approx 835$ А генерируемый в этом случае ($W_C \approx 400$ кДж; $U_{CC} \approx -4,2$ кВ) аperiodический импульс тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс (t_m – время, соответствующее I_{0m} ; τ_p – длительность импульса тока на уровне $0,5I_{0m}$) характеризуется полной длительностью $t_0 \approx 1000$ мс и переносит в силовую разрядную цепь ГИТ-С большой электрический заряд, модуль которого равен примерно $q_C \approx 191$ Кл.

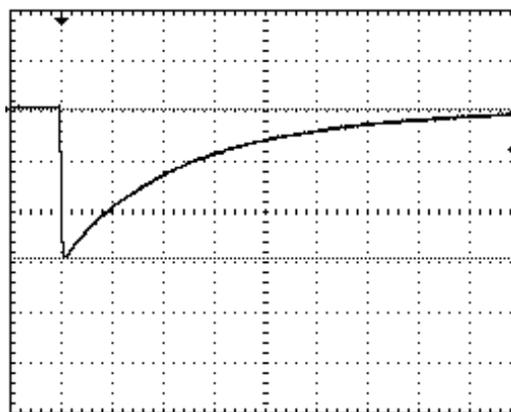


Рис. 3. Осциллограмма аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс, протекающего в разрядной цепи ГИТ-С с эквивалентом электрической нагрузки в виде плоского алюминиевого листа толщиной 2 мм и размером в плане 500 мм x 500 мм ($W_C \approx 400$ кДж; $U_{CC} \approx -4,2$ кВ; $I_{0m} \approx -835$ А; $t_m \approx 9$ мс; $\tau_p \approx 160$ мс; $t_0 \approx 1000$ мс; $q_C \approx -191$ Кл; масштаб по вертикали – 282 А/клетка; масштаб по горизонтали – 100 мс/клетка)

На рис. 4 приведена осциллограмма аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности в разрядной цепи ГИТ-С при наличии в ней ИО исследуемого стального оцинкованного провода, теряющего при $t \geq 380$ мс свою металлическую проводимость из-за интенсивного джоулева нагрева и локального электротермического разрушения его структуры.

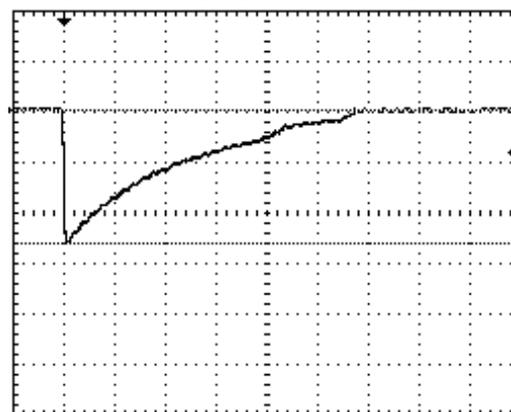


Рис. 4. Осциллограмма воздействующего на электротермически локальным образом разрушаемый исследуемый круглый прямолинейный стальной оцинкованный провод ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) аperiodического импульса аксиального тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности ($W_C \approx 310$ кДж; $U_{CC} \approx -3,7$ кВ; $I_{0m} \approx -745$ А; $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²; $t_m \approx 9$ мс; $\tau_p \approx 160$ мс; $t_0 \approx 576$ мс) (масштаб по вертикали – 282 А/клетка; масштаб по горизонтали – 100 мс/клетка)

По этой причине полная длительность протекания в ИО провода аperiodического импульса тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс в проводимых нами экспериментах не превышала $t_0 \approx 576$ мс. Заметим, что для проводящей структуры ИО провода при указанных АВП используемых импульсов тока выполняется требуемое по условиям проведения исследований соотношение между величинами Δ_i и r_0 [7]: $\Delta_i/r_0 \approx 2r_0^{-1} [t_m/(\pi\mu_0\gamma_0)]^{1/2} \approx 42$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная [10], а $\gamma_0 \approx 8 \cdot 10^6$ См/м – удельная

электропроводность металлического основания используемого в опытах провода [10]. Токовая осциллограмма на рис. 4 ($W_C \approx 310$ кДж; $U_{CC} \approx -3,7$ кВ; $I_{0m} \approx -745$ А) является характерной для всех выполненных нами на ГИТ-С экспериментов по интенсивному джоулевому нагреву ИО стального оцинкованного провода, вызванному слабым рассеянием на атомах кристаллической решетки его металлов электронных полувольт де Бройля [10, 19]. Амплитуда усредненной критической плотности импульса тока $i_0(t)$ согласно рис. 4 в ИО провода при этом не превышала $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм². Проведенные эксперименты на ГИТ-С показали, что при $\delta_{0m} > 0,37$ кА/мм² происходит полная сублимация электропроводящего материала ИО стального провода, исключая какие-либо визуальные наблюдения в нем ВЭП и электронных полувольт де Бройля [7-9].

На рис. 5-7 показаны внешние виды ИО стального оцинкованного провода сразу после воздействия на них в сильнооточной разрядной цепи высоковольтного ГИТ-С одиночного аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности согласно данным рис. 4 ($U_{CC} \approx -3,7$ кВ; $I_{0m} \approx -745$ А; $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²).

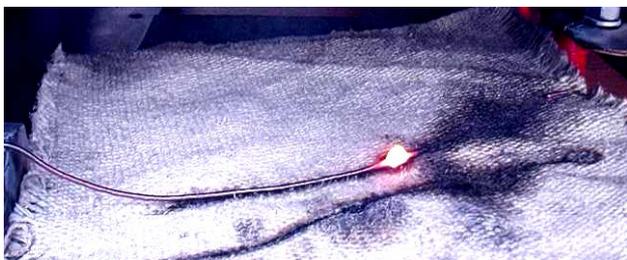


Рис. 5. Внешний вид опытного распределения вдоль стального оцинкованного провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta l_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне макроскопических одного «горячего» (высокотемпературной зоны ВЭП шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм посередине провода) и двух крайних «холодных» (шириной $\Delta z_{nc} \approx 156,5$ мм при частичной сублимации одного из них) продольных участков после протекания по нему аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности ($I_{0m} \approx -745$ А; $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²; $n=1$; $t_0 \approx 576$ мс) [20]

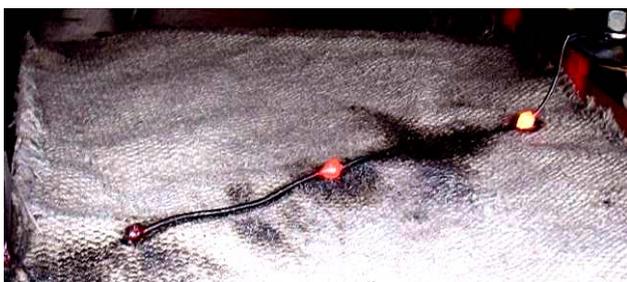


Рис. 6. Внешний вид опытного распределения вдоль стального оцинкованного провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta l_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне макроскопических трех «горячих» (высокотемпературных зон ВЭП провода шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм) и четырех «холодных» (двух крайних шириной $\Delta z_{nc} \approx 50$ мм при полной сублимации одного из них и двух внутренних шириной $\Delta z_{nc} \approx 100$ мм) продольных участков после протекания по нему аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности ($I_{0m} \approx -745$ А; $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²; $n=3$; $t_0 \approx 576$ мс) [20]

Теплофизическое состояние остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне толщиной 3 мм, изготовленном из хризотил-асбеста (температура его плавления составляет около 1500 °С [21]), ИО исследуемого провода указывает на частичную сублимацию их электропроводящей структуры (для цинкового покрытия температура плавления составляет около 419 °С, а кипения – 907 °С [10]; для стального основания эти температуры равны примерно 1535 и 2735 °С соответственно [10]) и наличие в них стохастическим образом возникающих вдоль стального оцинкованного провода от одного воздействия указанного импульсного тока к другому вспученных ярко светящихся сфероподобных квантовых «образований» одинаковой во всех случаях ширины $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм.

Число этих «образований» на рис. 5-7 соответствует квантовому числу $n = 1, 3, 9$. Между данными сфероподобными «образованиями», имеющими белый цвет каления стали и соответственно температуру не менее 1200 °С [7, 16], расположены цилиндрические «перешейки» диаметром $2r_0=1,6$ мм и квантованной шириной Δz_{nc} с визуально неповрежденным из-за импульсного нагрева на них цинковым покрытием. Из-за нагрева указанные «перешейки» вместе с их уцелевшим цинковым покрытием приобретали темный цвет.

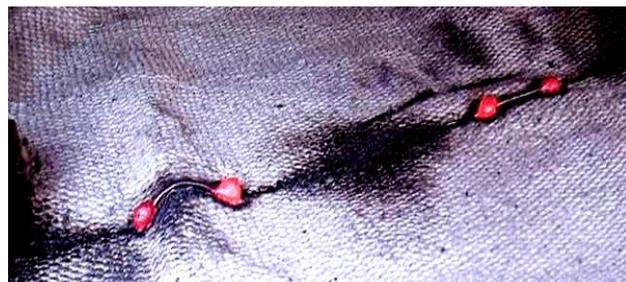


Рис. 7. Внешний вид опытного распределения вдоль стального оцинкованного провода ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta l_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне макроскопических четырех «горячих» (высокотемпературных зон ВЭП провода шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм) и двух внутренних «холодных» (шириной $\Delta z_{nc} \approx 27$ мм) продольных участков после протекания по нему аperiodического импульса тока $i_0(t)$ отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности ($I_{0m} \approx -745$ А; $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²; $n=9$; $t_0 \approx 576$ мс; остальные пять «горячих» и восемь «холодных» продольных участков провода подверглись полной сублимации) [20]

Металлографическое обследование на оптическом микроскопе типа МБС-9 остывших и аккуратно очищенных мягкой тканью цилиндрических «перешейков» ИО провода показало, что они содержат однородное, блестящее и плотно прилегающее к стальному основанию провода цинковое покрытие [7]. Эти опытные данные указывают на то, что максимальная температура нагрева на цилиндрических «перешейках» ИО провода не превышала температуры плавления их цинкового покрытия (не более 419 °С) [10]. Что касается результатов обследования на оптическом микроскопе МБС-9 остывших сфероподобных «образований» ИО провода, то внутри они содержали затвердевшие фракции вспученного цинкового покры-

тия и расплавленного стального основания провода [7]. В этой связи максимальная температура нагрева на сфероподобных «образованиях» ИО провода составляла не менее температуры плавления его стального основания (≥ 1535 °С [10]). В пользу такого вывода свидетельствует и то, что под всеми естественно остывшими на воздухе сфероподобными «образованиями» ИО провода имело место сквозное проплавление теплозащитного полотна, выполненного из хризотил-асбеста с температурой плавления не менее 1500 °С [21]. Приведенные выше теплофизические результаты выполненных с помощью мощного высоковольтного ГИТ-С и прямолинейных отрезков тонкого стального оцинкованного провода высокотемпературных экспериментов указывают на то, что квантованные сфероподобные «образования» в ИО провода соответствуют «горячим» продольным участкам его квантованных периодических продольных ВЭП, а цилиндрические «перешейки» в ИО провода – «холодным» продольным участкам указанных ВЭП.

Для случая, когда $n=1$ (рис. 5), квантованная ширина Δz_{nh} каждого из двух крайних «холодных» продольных участков ВЭП, правый из которых подвергся частичной сублимации, в проведенных экспериментах оказалась равной около 156,5 мм. Ширины этих участков совместно с шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм одного «горячего» продольного участка ВЭП, расположенного посередине ИО провода, согласно приведенным в [1-9] закономерностям для ВЭП в металлическом проводнике с электрическим током проводимости образуют для случая $n=1$ квантованную длину $\lambda_{enz}/2$ одной электронной полуволны де Бройля, численно равную $\lambda_{enz}/2 \approx 2\Delta z_{nce} + \Delta z_{nh} \approx 320$ мм. Амплитуда этой электронной полуволны де Бройля соответствует середине ширины Δz_{nh} «горячего» продольного участка ВЭП. Полученные при $n=1$ опытные данные для квантованного продольного ВЭП и электронной дебройлевской полуволны в ИО исследуемого провода схематически проиллюстрированы нами на рис. 8а. Из (1) при $n_{e0}=16,82 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ [10] и $\delta_{0m}=3,7 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ получаем, что расчетная ширина «горячего» продольного участка указанного ВЭП в исследуемом проводе составляет примерно $\Delta z_{nh} \approx 5,7$ мм. Расчетная квантовомеханическая оценка ширины крайнего «холодного» продольного участка квантованного продольного ВЭП в исследуемом стальном проводе может быть выполнена по следующему аналитическому соотношению [6]:

$$\Delta z_{nce} \approx l_0 / (2n) - 0,5e_0 n_{e0} h / (m_e \delta_{0m}) [8 + (\pi - 2)^2]. \quad (2)$$

Из (2) при $n=1$, $n_{e0}=16,82 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ и $\delta_{0m}=3,7 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ следует, что $\Delta z_{nce} \approx 157,1$ мм. Тогда для расчетной длины $\lambda_{enz}/2 \approx 2\Delta z_{nce} + \Delta z_{nh}$ электронной полуволны де Бройля в изучаемом квантовом случае ($n=1$) имеем: $\lambda_{enz}/2 \approx 2 \times 157,1 \text{ мм} + 5,7 \text{ мм} \approx 319,9$ мм. Видно, что результаты выполненных высокотемпературных экспериментов для квантового случая $n=1$ полностью соответствуют данным квантовомеханического расчета ВЭП в исследуемом стальном оцинкованном проводе.

Для случая $n=3$ (рис. 6) квантованная ширина Δz_{nce} каждого из двух крайних «холодных» продольных участков квантованного продольного ВЭП, левый из которых подвергся полной сублимации, составляет

примерно 50 мм (при их расчетной ширине по (2) в 50,5 мм). Два внутренних «холодных» продольных участка, размещенных в этом случае между соседними «горячими» продольными участками шириной $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм, имели квантованную ширину $\Delta z_{nci} \approx 100$ мм. Видно, что опытная ширина Δz_{nci} внутренних «холодных» продольных участков в два раза превышает опытную ширину Δz_{nce} крайних «холодных» продольных участков ИО стального провода. Поэтому для квантового случая $n=3$ опытная квантованная длина $\lambda_{enz}/2$ электронной полуволны де Бройля в ИО провода будет численно составлять $\lambda_{enz}/2 \approx \Delta z_{nci} + \Delta z_{nh} \approx 107$ мм. Полученные экспериментальные данные для квантового случая $n=3$ схематически изображены на рис. 8б.

Из оценочного расчета по (1) при $n_{e0}=16,82 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ и $\delta_{0m}=3,7 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ ширины Δz_{nh} «горячего» продольного участка ВЭП следует, что она остается равной около 5,7 мм. Расчетную квантовомеханическую оценку при $n=3$ ширины Δz_{nci} внутреннего «холодного» продольного участка ВЭП в исследуемом проводе выполним по аналитическому соотношению вида [6]:

$$\Delta z_{nci} \approx l_0 / n - e_0 n_{e0} h / (m_e \delta_{0m})^{-1} [8 + (\pi - 2)^2]^{-1}. \quad (3)$$

Из (3) при $n=3$, $n_{e0}=16,82 \cdot 10^{28} \text{ м}^{-3}$ и $\delta_{0m}=3,7 \cdot 10^8 \text{ А/м}^2$ получаем, что $\Delta z_{nci} \approx 101$ мм. В результате для расчетной длины $\lambda_{enz}/2 \approx \Delta z_{nci} + \Delta z_{nh}$ электронной полуволны де Бройля применительно к квантовому случаю $n=3$ находим: $\lambda_{enz}/2 \approx 101 \text{ мм} + 5,7 \text{ мм} \approx 106,7$ мм. Поэтому можно констатировать, что результаты выполненных экспериментов на ГИТ-С по косвенному обнаружению в тонком стальном оцинкованном проводе квантованных продольных ВЭП и электронных дебройлевских полуволн для квантового случая $n=3$ также хорошо коррелируют с расчетными данными.

Для квантового случая $n=9$ (рис. 7) уцелевшие «горячие» продольные участки квантованных ВЭП также имели ширину $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм (при их расчетной ширине по (1) в 5,7 мм). Квантованная ширина Δz_{nci} внутренних «холодных» продольных участков в ИО провода при этом составляла около 27 мм (при их расчетной ширине по (3) в 29,8 мм). В этой связи опытная квантованная длина $\lambda_{enz}/2$ электронной полуволны де Бройля в ИО стального оцинкованного провода для квантового случая $n=9$ будет примерно равной $\lambda_{enz}/2 \approx \Delta z_{nci} + \Delta z_{nh} \approx 34$ мм. На рис. 8с в наглядном схематическом виде отображены соответствующие экспериментальные данные для этого рассматриваемого в ИО провода квантового случая ($n=9$). В данном случае, как и случаях с квантовыми числами $n=1$ (см. рис. 5) и $n=3$ (см. рис. 6), середины «горячих» продольных участков квантованных периодических ВЭП соответствуют амплитудам распространяющихся в электропроводящей структуре ИО исследуемого цилиндрического провода квантованных когерентных электронных дебройлевских полуволн. С учетом приведенных данных для расчетного значения при $n=9$ длины $\lambda_{enz}/2$ электронной дебройлевской полуволны в ИО провода имеем: $\lambda_{enz}/2 \approx 29,8 \text{ мм} + 5,7 \text{ мм} \approx 35,5$ мм. Поэтому можно говорить о том, что и в этом квантовом случае ($n=9$) опытные результаты для геометрических параметров «горячих» и «холодных» продольных участков квантованных периодических продоль-

ных ВЭП и соответственно электронных полувольт де Бройля в тонком стальном оцинкованном проводе с аperiодическим импульсом тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности ($\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²) в пределах 4 % согласуются с соответствующими

данными представленными нами расчетными квантовомеханическими оценками для основных геометрических характеристик ВЭП и дебройлевских электронных полувольт в исследуемом стальном проводе.

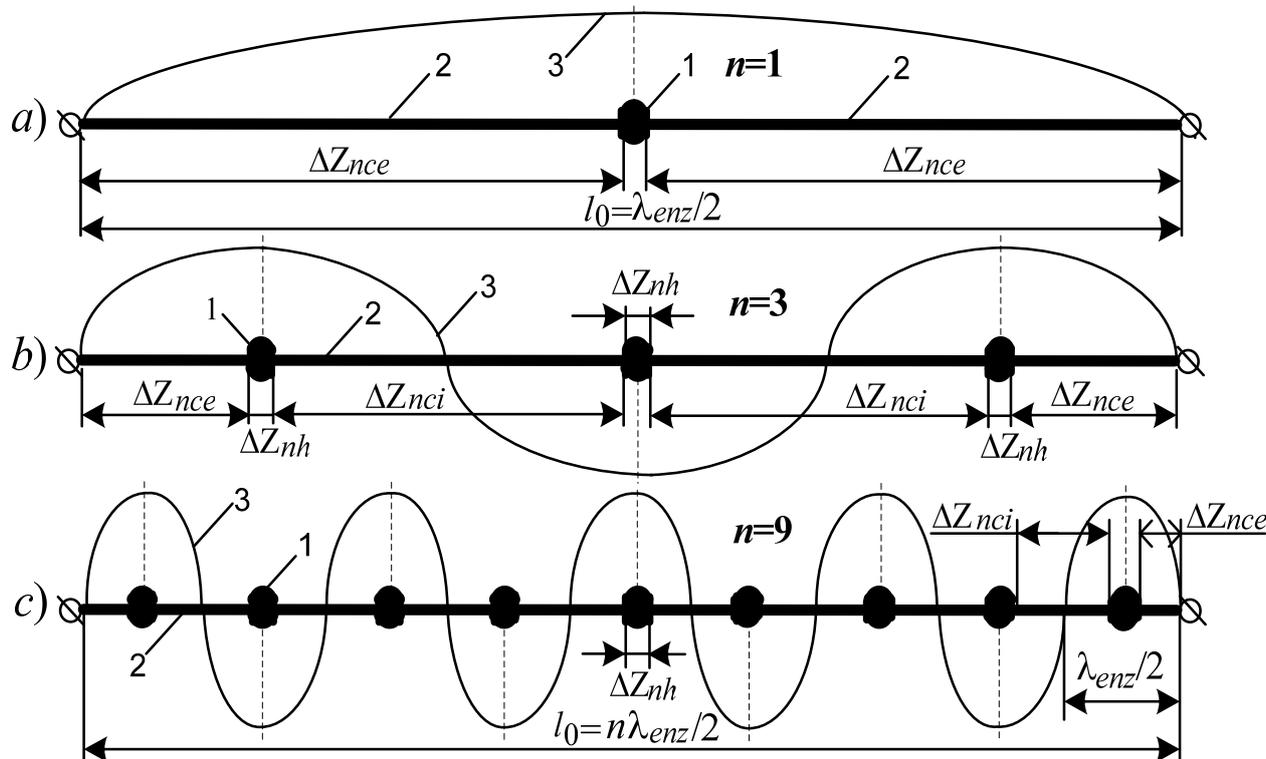


Рис. 8. Упрощенное схематическое изображение полученных экспериментальных данных для «горячих» ($\Delta z_{nh} \approx 7$ мм) и «холодных» продольных участков квантованных периодических продольных ВЭП и электронных полувольт де Бройля в ИО круглого стального оцинкованного провода радиусом $r_0 = 0,8$ мм и длиной $l_0 = 320$ мм, испытывающих в сильноточной разрядной цепи высоковольтного ГИТ-С однократное воздействие аperiодического импульса тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой плотности $\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм² (1 – «горячий» участок ВЭП; 2 – «холодный» участок ВЭП; 3 – электронная полуволна де Бройля длиной $\lambda_{enz}/2$; для а – $n=1$ и $\lambda_{enz}/2 \approx 320$ мм; для б – $n=3$ и $\lambda_{enz}/2 \approx 107$ мм; для в – $n=9$ и $\lambda_{enz}/2 \approx 34$ мм)

Выводы.

1. Предложен и апробирован в условиях высоковольтной лаборатории расчетно-экспериментальный метод для обнаружения и прямого определения геометрических параметров (в частности, ширины Δz_{nh} , Δz_{nce} и Δz_{nci}) «горячих» и «холодных» продольных участков квантованных периодических продольных ВЭП и соответственно опосредованного определения значений квантованных длин $\lambda_{enz}/2$ ($n=1,2,3,\dots$) их образующих электронных полувольт де Бройля в круглом стальном оцинкованном проводе ($r_0 = 0,8$ мм; $l_0 = 320$ мм; $\Delta_0 = 5$ мкм; $S_0 = 2,01$ мм²), на который в однократном режиме от описанного вкратце мощного высоковольтного ГИТ-С разработки НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» воздействует униполярный импульс аксиального тока временной формы $t_m/\tau_p \approx 9$ мс/160 мс большой усредненной плотности ($\delta_{0m} \approx 0,37$ кА/мм²).

2. Впервые расчетно-экспериментальным путем для исследуемого круглого стального оцинкованного провода подтвержден важный для фундаментальных основ теории электричества тот электрофизический факт, что в рассматриваемом металлическом проводнике с используемым аperiодическим импульсным аксиальным током проводимости временной формы 9

мс/160 мс и большой плотности (около 0,37 кА/мм²) в его продольном направлении распространяются квантованные когерентные электронные полувольты де Бройля длиной $\lambda_{enz}/2$ с установленными в ходе выполненных исследований квантовыми числами $n=1,3,9$.

3. Интерференция дебройлевских электронных полувольт вызывает возникновение в электропроводящей структуре исследуемого стального оцинкованного провода квантованных периодических продольных ВЭП макроскопических размеров, середины экспериментально зафиксированных идентичных ширины $\Delta z_{nh} \approx 7$ мм «горячих» продольных участков которых соответствуют амплитудам указанных квантованных электронных полувольт де Бройля длиной в соответствии с установленным нами соотношением $\lambda_{enz}/2 \approx l_0/n$ при $n=1,3,9$ в 320, 107 и 34 мм, а также появление в макроструктуре данного провода неоднородного продольного периодического температурного поля с перепадом температур между его «горячими» и «холодными» продольными участками примерно в 1000 °С.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника. – 2005. – №7. – С. 25-33.

2. Баранов М.И. Энергетический и частотный спектры свободных электронов проводника с электрическим током проводимости // *Электротехника*. – 2006. – №7. – С. 29-34.

3. Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике // *Технічна електродинаміка*. – 2007. – №1. – С. 13-19.

4. Баранов М.И. Квантовомеханический подход при расчете температуры нагрева проводника электрическим током проводимости // *Технічна електродинаміка*. – 2007. – №5. – С. 14-19.

5. Баранов М.И. Волновое радиальное распределение свободных электронов в цилиндрическом проводнике с переменным электрическим током // *Технічна електродинаміка*. – 2009. – №1. – С. 6.-11.

6. Баранов М.И. Квантово-волновая природа электрического тока в металлическом проводнике и ее некоторые электрофизические макроявления // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2014. – №4. – С. 25-33. doi: 10.20998/2074-272X.2014.4.05.

7. Баранов М.И. Особенности нагрева тонкого биметаллического проводника большим импульсным током // *Электричество*. – 2014. – №4. – С. 34-42.

8. Баранов М.И. Локальный нагрев токопроводов силового электроэнергетического оборудования при аварийных режимах и токовых перегрузках // *Электротехніка*. – 2014. – №6. – С. 13-17. doi: 10.3103/s1068371214060030.

9. Баранов М.И. Основные характеристики волнового распределения свободных электронов в тонком металлическом проводнике с импульсным током большой плотности // *Электричество*. – 2015. – №10. – С. 20-32.

10. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – К.: Наукова думка, 1989. – 864 с.

11. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография. Том 3: Теория и практика электрофизических задач. – Х.: Точка, 2014. – 400 с.

12. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И., Недзельский О.С., Дныщенко В.Н. Генератор тока искусственной молнии для натуральных испытаний технических объектов // *Приборы и техника эксперимента*. – 2008. – №3. – С. 81-85. doi: 10.1134/s0020441208030123.

13. *Электротехнический справочник. Производство и распределение электрической энергии. Том 3, Кн. 1* / Под общей ред. И.Н. Орлова и др. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 880 с.

14. Бурцев В.А., Калинин Н.В., Лучинский А.В. Электрический взрыв проводников и его применение в электрофизических установках. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 288 с.

15. Соболев Н.Н. Исследование электрического взрыва тонких проволочек // *Журнал экспериментальной и теоретической физики*. – 1947. – Том 17. – №11. – С. 986-997.

16. Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызванные электрическим током // *Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Серия: Машиностроение*. – 2003. – №1. – С. 37-47.

17. Белоруссов Н.И., Саакян А.Е., Яковлева А.И. Электрические кабели, провода и шнуры. Справочник. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.

18. Баранов М.И., Рудаков С.В. Разработка новых схем резистивной защиты высоковольтных конденсаторов мощных емкостных накопителей энергии от аварийных токов // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2015. – №6. – С. 47-52. doi: 10.20998/2074-272X.2015.6.08.

19. Баранов М.И. Слабое и сильное рассеяние дрейфующих свободных электронов в металлическом проводнике с электрическим током проводимости // *Технічна електродинаміка*. – 2010. – №3. – С. 3-8.

20. Баранов М.И. Теоретические и экспериментальные исследования по обоснованию существования в микроструктуре металлического проводника с током электронных де-

ройлевских полувольт // *Электротехніка і електромеханіка*. – 2014. – №3. – С. 45-49. doi: 10.20998/2074-272X.2014.3.09.

21. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.

REFERENCES

1. Baranov M.I. Wave distribution of free electrons in conductor with electric current of the conductivities. *Russian Electrical engineering*, 2005, no.7, pp. 25-33. (Rus).

2. Baranov M.I. Energy and frequency specters of the free electrons conductor with electric current conduction. *Russian Electrical engineering*, 2006, no.7, pp. 29-34. (Rus).

3. Baranov M.I. New physical mechanisms and approaches in the study of the formation and distribution of the electric conduction current in the conductor. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2007, no.1, pp.13-19. (Rus).

4. Baranov M.I. Quantum-mechanical approach in the calculation of those temperature heating wire electric conduction current. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2007, no.5, pp. 14-19. (Rus).

5. Baranov M.I. Characteristic radial distribution of free electrons in a cylindrical conductor with varying electric current. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2009, no.1, pp. 6-11. (Rus).

6. Baranov M.I. Quantum-wave nature of electric current in a metallic conductor and some of its electrophysical macrophenomena. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.4, pp. 25-33. doi: 10.20998/2074-272X.2014.4.05.

7. Baranov M.I. Features heating thin bimetallic conductor large pulse current. *Elektrichestvo*, 2014, no.4, pp. 34-42. (Rus).

8. Baranov M.I. Local heating of electrical pathways of power electrical equipment under emergency conditions and overcurrents. *Russian Electrical Engineering*, 2014, vol.85, no.6, pp. 354-357. doi: 10.3103/s1068371214060030.

9. Baranov M.I. The main characteristics of the wave distribution of free electrons in a thin metallic conductor with a pulse current of high density. *Elektrichestvo*, 2015, no.10, pp. 20-32. (Rus).

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

11. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki. Tom 3: Teoriya i praktika elektrofizicheskikh zadach* [Selected topics of electrophysics. Vol. 3: Theory and practice of electrophysics tasks]. Kharkiv, Tochka Publ., 2014. 400 p. (Rus).

12. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I., Nedzel'skii O.S., Dnyshchenko V.N. A Current Generator of the Artificial Lightning for Full-Scale Tests of Engineering Objects. *Instruments and Experimental Technique*, 2008, no.3, pp. 401-405. doi: 10.1134/s0020441208030123.

13. Orlov I.N. *Elektrotehnicheskij spravochnik. Proizvodstvo i raspredelenie elektricheskoy energii. Tom 3, Kn. 1* [Electrical engineering handbook. Production and distribution of electric energy. Vol. 3, Book 1. Ed. I.N. Orlov]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 880 p. (Rus).

14. Burtsev V.A., Kalinin N.V., Luchynskiy A.V. *Elektricheskij vzryv provodnikov i ego primenenie v elektrofizicheskikh ustanovkakh* [Electric explosion of conductors and its application in electrophysical options]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1990. 288 p. (Rus).

15. Sobolev N.N. The study of electrical explosion of thin wires. *Journal of experimental and theoretical physics*, 1947, Vol.17, no.11, pp. 986-997. (Rus).

16. Marakhtanov M.K., Marakhtanov A.M. Periodical temperature changes along steel wire length caused by electrical current. *Herald of the Bauman Moscow State Technical University. Series Mechanical Engineering*, 2003, no.1, pp. 37-47. (Rus).

17. Belorussov N.I., Saakjan A.E., Jakovleva A.I. *Elektricheskije kabeli, provoda i shnury. Spravochnik* [Electrical cables, wires and cords. Directory]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 536 p. (Rus).

18. Baranov M.I., Rudakov S.V. Development of new charts of capacitance-resistance defense of high-voltage capacitors of

powerful capacity stores of energy from emergency currents. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.6, pp. 47-52. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2015.6.08**.

19. Baranov M.I. Strong and weak streaming free electron scattering in metallic conductor with electric conduction current. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2010, no.3, pp. 3-8. (Rus).

20. Baranov M.I. Theoretical and experimental results of research into explanation of de Broglie half-wave existence in the microstructure of an active metallic conductor. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.3, pp. 45-49. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2014.3.09**.

21. Kuhling H. *Spravochnik po fizike. Per. s nem.* [Dictionary on Physics. Translated from German]. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).

Поступила (received) 01.06.2016

Баранов Михаил Иванович¹, д.т.н., гл.н.с.,

Рудаков Сергей Валерьевич², к.т.н., доц.,

¹ НИПКИ «Молния»

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт», 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,

тел/phone +38 057 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

² Национальный университет гражданской защиты Украины,

61023, Харьков, ул. Чернышевского, 94,

тел/phone +38 057 7073438, e-mail: serg_73@i.ua

M.I. Baranov¹, S.V. Rudakov²

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

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

Calculation-experimental method of research in a metallic conductor with the pulse current of electronic wavepackages and de Broglie electronic half-waves.

Purpose. Development of calculation-experimental method for a discovery and study of electronic wavepackages (EWP) and of de Broglie electronic half-waves in a metallic conductor with

the pulse axial-flow current of high density. **Methodology.** Theoretical bases of the electrical engineering, bases of quantum physics, electrophysics bases of technique of high voltage and large pulse currents, and also bases of technique of measuring of permanent and variable electric value. **Results.** On the basis of generalization of results of research of features of the longitudinal wave periodic distributing of negatively charged transmitters of electric current of conductivity in the thin round continuous zincked steel wire offered and approved in the conditions of high-voltage laboratory method for a discovery and direct determination in him of geometrical parameters of «hot» and «cold» longitudinal areas quantized periodic longitudinal EWP and accordingly the mediated determination of values of the quantized lengths formative their de Broglie electronic half-waves. It is shown that results of close quantum mechanical calculations of EWP and quantized lengths $\lambda_{enz}/2$ of longitudinal de Broglie half-waves for the probed wire long l_0 well comport with the results of the executed high temperature experiments on the powerful high-voltage generator of homopolar large pulse current of millisecond duration. **Originality.** First calculation-experimental a way the important for the theory of electricity fact of existence is set in a round metallic explorer with the impulsive axial-flow current of the quantized coherent de Broglie electronic half-waves, amplitudes of which at the quantum number of $n=1,3,9$ correspond the middles of «hot» longitudinal areas of EWP. Calculation quantum mechanical correlation of type of $\lambda_{enz}/2=l_0/n$ got experimental confirmation, in obedience to which on length of l_0 conductor the integer of quantized electronic half-waves is always laid de Broglie. **Practical value.** The use of the offered method allows to expose electro-technological possibilities of practical application of features sharply not homogeneous periodic wave longitudinal distributing of drifting lone electrons and accordingly by them the conditioned thermal field in round metallic conductors with the electric axial-flow current of high-slay. References 21, figures 8.

Key words: metallic conductor, pulse current, electronic wavepackage, de Broglie electronic half-wave, calculation-experimental investigation of electronic processes in the conductor.

А.В. Беспрозванных, А.Г. Кессаев

ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИОННЫЕ ФАКТОРЫ ЛОКАЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В СИЛОВОМ КАБЕЛЕ КОАКСИАЛЬНОЙ КОНСТРУКЦИИ

На основі чисельного моделювання виконано аналіз впливу ексцентриситету між струмопровідною жилою та ізоляцією, еліптичності ізоляції та включень сферичної форми на розподіл напруженості електростатичного поля в силовому кабелі коаксіальної конструкції зі шитою поліетиленовою ізоляцією. Показано, що активний характер та високі значення ефективної провідності напівпровідних екранів не впливають на розподіл поля між жилою та ізоляцією. Наявність в товщі ізоляції водяних включень сферичної форми призводить до посилення електричного поля в 5 і більше разів в залежності від діелектричної проникності. Водяні трійинги, як локальні зосереджені неоднорідності в структурі шитої поліетиленової ізоляції, призводять до змінення форми прямокутного сигналу, який розповсюджується в силовій кабельній лінії, що дає можливість в експлуатації діагностувати їх за допомогою імпульсної рефлектометрії. Бібл.10, рис.12.

Ключові слова: ексцентриситет, еліптичність ізоляції, водяні трійинги, напруженість електричного поля, хвильовий опір, зондуєчий сигнал.

На основе численного моделирования выполнен анализ влияния эксцентриситета между токопроводящей жилой и изоляцией, эллиптичности изоляции и включений сферической формы на распределение напряженности электростатического поля в силовом кабеле коаксиальной конструкции со шитой полиэтиленовой изоляцией. Показано, что активный характер и высокие значения эффективной проводимости полупроводящих экранов не влияют на распределение поля между жилой и изоляцией. Наличие в толще изоляции водных включений сферической формы приводит к усилению электрического поля в 5 и более раз в зависимости от диэлектрической проницаемости. Водные трининги, как локальные сосредоточенные неоднородности в структуре полиэтиленовой изоляции, приводят к изменению формы зондирующего прямоугольного сигнала, распространяющегося в силовой кабельной линии, что дает возможность в эксплуатации диагностировать их с помощью импульсной рефлектометрии. Библ.10, рис.12.

Ключевые слова: эксцентриситет, эллиптичность изоляции, водные трининги, напряженность электрического поля, волновое сопротивление, зондирующий импульс.

Введение. Надежность высоковольтных силовых кабелей в процессе длительной эксплуатации во многом связана с интенсивностью старения полимерной изоляции. В высоковольтных силовых кабелях в условиях воздействия электрического поля старение полиэтилена определяется, прежде всего, наличием неоднородностей, возникающих как в процессе производства кабелей, так и в процессе эксплуатации. В кабеле всегда присутствуют отклонения от идеальной конструкции, которые проявляются в отклонении диаметров проводников от номинальных значений; в расположении токопроводящей жилы и изоляции не строго коаксиально, а с эксцентриситетом; в эллиптичности (овальности) жилы и изоляции; в изменении относительной диэлектрической проницаемости по толщине изоляции и по длине кабеля в силу образования низкомолекулярных продуктов (в том числе и воды) на технологической стадии изготовления при сшивке полиэтиленовой изоляции и увлажнении в процессе эксплуатации. Такие дефекты являются конструктивными, технологическими и эксплуатационными неоднородностями, которые приводят к локальному изменению напряженности электрического поля [1-3].

Цель статьи – анализ влияния эксцентриситета, эллиптичности и сферических включений на распределение электрического поля на основе численного моделирования.

Влияние полупроводящих экранов на распределение напряженности поля. Особенностью конструкции высоковольтных кабелей с изоляцией из сши-

того полиэтилена является наличие полупроводящих экранов по поверхности жилы и поверхности изоляции. Три слоя – полупроводящее покрытие по жиле, изоляция и полупроводящее покрытие по изоляции – наносятся одновременно на жилу с помощью строенных экструдеров. В результате воздушные зазоры между этими слоями не образуются. Кроме того, высокая проводимость полупроводящих слоев обеспечивает шунтирование электрического поля воздушных зазоров между жилой и полупроводящим покрытием по жиле, между полупроводящим покрытием по изоляции и металлическим экраном кабеля. Частичные разряды в этих зазорах не возникают.

В [4] показано, что эффективная проводимость RC цепочки, заменяющей полупроводящий слой, оказывается не емкостной, а активной. При этом она в 40 – 40000 раз выше емкостной проводимости слоя с относительной диэлектрической проницаемостью $\epsilon=10$. Эффективная диэлектрическая проницаемость полупроводящих слоев составляет около 400 – 400000, что дает возможность пренебречь их влиянием на распределение поля в промежутке «токопроводящая жила – металлический экран» (рис. 1). На рис. 2 приведены линии распределения напряженности по границам раздела сред 1 – 4 (рис. 2). При переходе из первого слоя (полупроводящего покрытия жилы) во второй (изоляцию жилы) напряженность поля скачкообразно увеличивается в ϵ_1/ϵ_2 раз. При переходе от второго слоя в третий (полупроводящий экран по изоляции) напряженность поля скачком уменьшается

© А.В. Беспрозванных, А.Г. Кессаев

в $\varepsilon_3/\varepsilon_2$ раз [5]. Напряженность в начале третьего слоя и в конце его (на металлическом экране кабеля) одинакова по модулю, но разная по знаку: напряженность на поверхности экрана принимается отрицательной, в отличие от напряженности на поверхности полупроводящего экрана по жиле, которая принимается положительной.

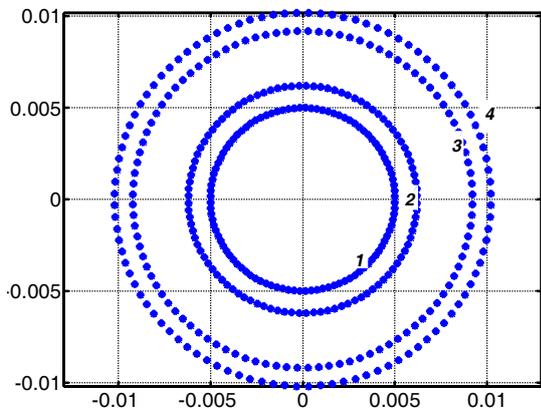


Рис. 1. Схема расположения узлов на поверхности жилы (1), полупроводящего экрана по жиле (2), поверхности изоляции (3) и полупроводящего экрана по изоляции (4)

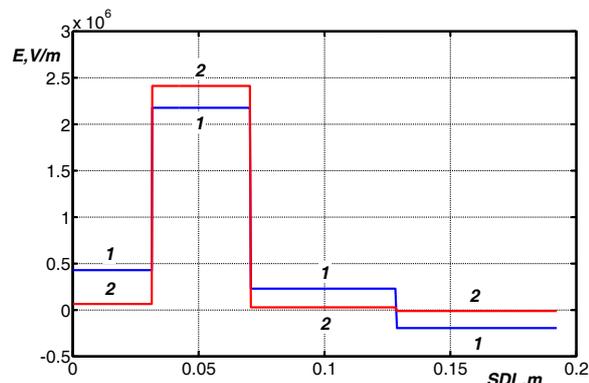


Рис. 2. Распределение напряженности поля по границам раздела сред 1 – 4 (рис. 1) при разных параметрах полупроводящих слоев: 1) $\varepsilon_1=\varepsilon_3=15$; 2) $\varepsilon_1=\varepsilon_3=150$. Относительная диэлектрическая проницаемость изоляции $\varepsilon_2=2,3$

Влияние эксцентриситета и эллиптичности.

В случае однородной изоляции электрическое поле в силовом кабеле коаксиальной конструкции (рис. 3) неоднородно по толщине изоляции: максимально на жиле и минимально на поверхности изоляции кабеля.

Наличие эксцентриситета ΔZ между токопроводящей жилой и изоляцией приводит к утолщению (ΔI) и утонению (Δ_2) изоляции (рис. 4), в результате происходит искажение электрического поля (рис. 5, кривая 2) как на поверхности токопроводящей жилы (I), так и изоляции (II). Напряженность электрического поля локально возрастает в местах утонения изоляции и уменьшается в местах утолщения, т.е. появляется также неоднородность распределения на поверхности жилы и изоляции (кривые 2). При эксцентриситете $\Delta Z = 10\%$ от радиуса токопроводящей жилы напряженность на жиле возрастает на 20 %, на поверхности изоляции – на 25 %. При эксцентриситете 100 % от диаметра токопроводящей жилы коэффициент неравномерности распределения напряженности электрического поля, равный отношению напряженности

поля с эксцентриситетом E_e , к напряженности поля без эксцентриситета E , возрастает в 1,5 и 3 раза на поверхности жилы (K1) и изоляции (K2) соответственно (рис. 6) [2].

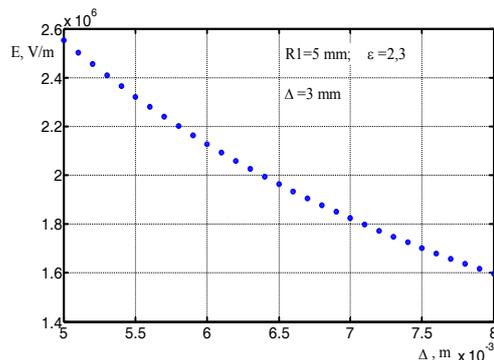


Рис. 3. Распределение напряженности электрического поля по толщине однородной сшитой полиэтиленовой изоляции в одножильном высоковольтном силовом кабеле идеальной коаксиальной конструкции

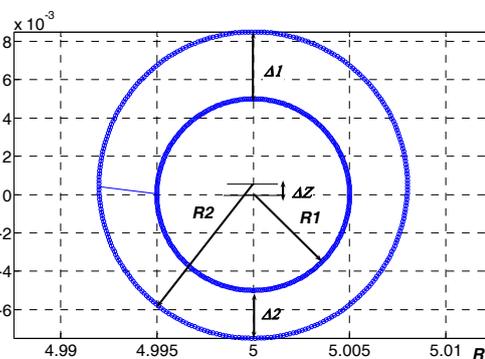


Рис. 4. Схема расположения узлов при расчете напряженности поля в силовом кабеле коаксиальной конструкции с эксцентриситетом ΔZ между жилой и изоляцией

Эллиптичность (овальность) изоляции (рис. 7) также приводит к искажению электрического поля на поверхности токопроводящей жилы (I) и изоляции (II): при эллиптичности 5 % (кривая 1) напряженность поля на жиле возрастает на 10%, на поверхности изоляции – на 20 %; при эллиптичности 11 % (кривая 2) на 30 % и 45 %; при эллиптичности 18 % (кривая 3) на 53 % и 87 % соответственно относительно напряженности поля в идеально круглой конструкции кабеля.

Наличие эксцентриситета и эллиптичности приводит к изменению и волнового сопротивления одножильного силового кабеля коаксиальной конструкции [1, 2]

$$\dot{Z}_w = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}}, \quad (1)$$

где R – полное активное сопротивление токопроводящей жилы и металлического экрана, Ом/м; L – общая индуктивность, складываемая из внутренней индуктивности токопроводящей жилы и экрана, и взаимной индуктивности (внешней), Гн/м; G – активная проводимость изоляции, См/м; C – емкость кабеля, Ф/м; $\omega = 2\pi f$ – круговая частота, рад/с.

В высокочастотном диапазоне для одножильных силовых кабелей коаксиальной конструкции можно считать, что $R \leq \omega L$ и $G \leq \omega C$. Тогда волновое сопротивление носит активный характер и определяется по упрощенной формуле

$$Z_w = \sqrt{L/C} \quad (2)$$

Индуктивность кабеля в этом диапазоне определяется только внешней индуктивностью [1]

$$L \cong L_{out} = \frac{\mu_0 \mu}{\pi} \ln \frac{R_2}{R_1}, \quad C = 2\pi \epsilon_0 \epsilon / \ln \frac{R_2}{R_1},$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная, $\epsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная, ϵ – относительная диэлектрическая проницаемость материала изоляции, μ – магнитная проницаемость материала проводников (для диамагнетиков – меди и парамагнетиков – алюминия $\mu \approx 1$).

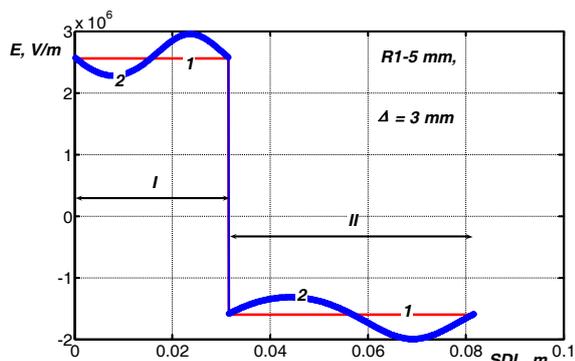


Рис. 5. Распределение напряженности электрического поля на поверхности токопроводящей жилы и изоляции при отсутствии (кривая 1) и наличии эксцентриситета $\Delta Z=0,1R_1$ (кривая 2) между жилой и изоляцией

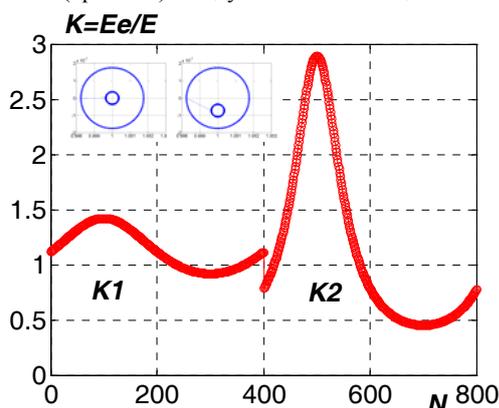


Рис. 6. Коэффициент неравномерности распределения напряженности электрического поля на поверхности жилы (K1) и изоляции (K2) при 100 % эксцентриситете $\Delta Z=R_1$

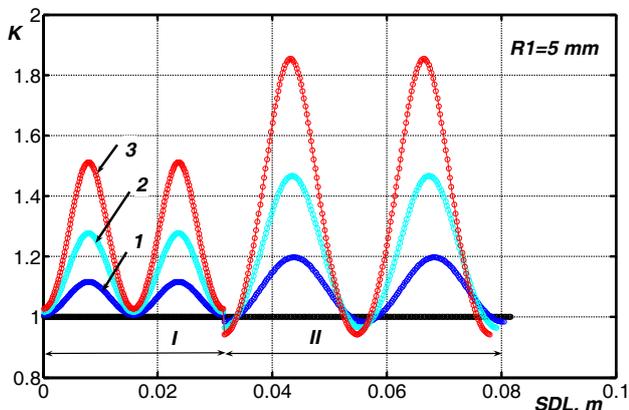


Рис. 7. Коэффициент неравномерности распределения напряженности электрического поля на поверхности токопроводящей жилы (I) и изоляции (II) при наличии эллиптичности изоляции

На рис. 8 показано изменение индуктивности, емкости и волнового сопротивления кабеля коаксиальной конструкции при увеличении эксцентриситета между токопроводящей жилой и изоляцией.

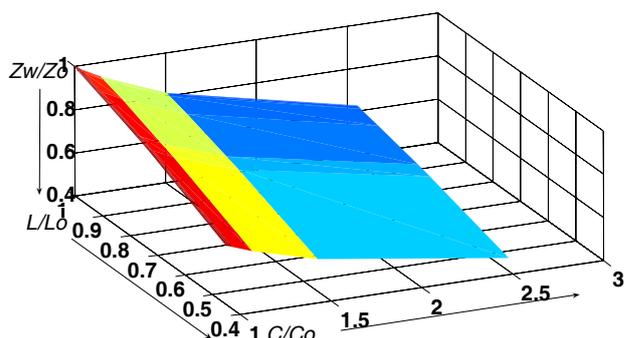


Рис. 8. Влияние эксцентриситета на индуктивность, емкость и волновое сопротивление силового кабеля коаксиальной конструкции (индексами «0» показаны параметры без эксцентриситета)

Наличие в толще сшитой полиэтиленовой изоляции силовых кабелей среднего напряжения двух водных триингов сферической формы, заполненных полностью (рис. 9, кривая 1, $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 80$) [6] либо частично (рис. 9, кривая 2, $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 6,9$) водой, приводит к повышению напряженности в 5 – 10 и более раз. В основе численного метода расчета напряженности поля лежат интегральные уравнения Фредгольма первого и второго рода (метод вторичных источников) для осесимметричного поля [6].

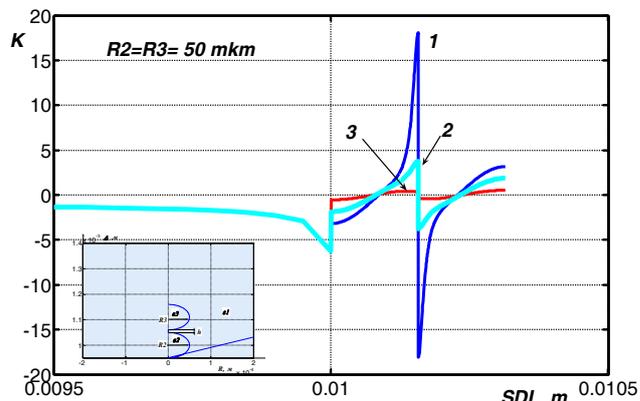


Рис. 9. Влияние относительной диэлектрической проницаемости двух сферических включений диаметром 100 мкм, расположенных на расстоянии 2,5 мкм друг от друга, на коэффициент неоднородности электрического поля. Диэлектрическая проницаемость полиэтилена $\epsilon_1 = 2,3$

При наличии в толще сшитой полиэтиленовой изоляции двух сферических включений, заполненных воздухом (рис. 9, кривая 3, $\epsilon_2 = \epsilon_3 = 1$), напряженность на поверхности включений не превышает среднее значение (2 кВ/мм для силовых кабелей среднего напряжения).

Влияние электрофизических характеристик водных триингов на форму зондирующих сигналов. Деграция силовых высоковольтных кабелей со сшитой полиэтиленовой изоляцией, прокладываемых в грунте, по причине образования водных триингов является растущей проблемой. Такие древовидные структуры – кластеры [7-9], представляющие ряд

заполненных водой микропустот с соединительными каналами, уменьшают электрическую прочность полимерной изоляции.

Водные триинги (ВТ) приводят к локальным концентрациям электрического поля в сшитой полиэтиленовой изоляции (см. рис. 9), росту емкости, уменьшению сопротивления изоляции, увеличению тангенса угла диэлектрических потерь. Так, результаты численного моделирования роста ВТ в силовых кабелях показывают [10], что увеличение емкости не превышает 1,5 % в случае одиночного эллипсоидного водного триинга при полном (100 %) прорастании сквозь толщу изоляции (от металлического экрана до токопроводящей жилы) вне зависимости от конструктивного исполнения экрана. Сопротивление изоляции при этом значительно изменяется: более чем на порядок. Результатом такого изменения сопротивления изоляции является увеличение тангенса угла диэлектрических потерь, активной проводимости изоляции и, в конечном итоге, уменьшение волнового сопротивления кабеля. Водные триинги представляют собой локальные сосредоточенные неоднородности в структуре полиэтиленовой изоляции с волновым сопротивлением, отличающимся от волнового сопротивления основной части кабеля. При распространении по кабелю высокочастотной электромагнитной волны (зондирующего сигнала – напряжения определенной формы и частоты) будет наблюдаться отражение ее части от неоднородности, что приведет к искажению формы (рефлектометрия во временной области). Для анализа влияния водного триинга в виде сосредоточенного дефекта с соответствующими электрофизическими характеристиками на форму зондирующего импульсного напряжения силовой кабель представляется в виде Т-образной схемы замещения (рис. 10) [4]: R, L – активное сопротивление и индуктивность проводников кабеля; C_0, R_0 – геометрическая емкость (емкость, обусловленная быстрыми видами поляризации) и сопротивление утечки изоляции; R_1, C_1 – параметры, обусловленные поляризационными процессами в изоляции. Число таких звеньев схемы замещения на 1 погонный метр для корректного представления кабеля должно быть достаточно большим в зависимости от рабочей частоты [4]. Так, на частоте 1 МГц – не менее 10-ти. Кабель подключается к источнику импульсной ЭДС $E(t)$ с внутренним сопротивлением R_e . Сопротивления R_s и R_n – сопротивления источника и нагрузки соответственно.

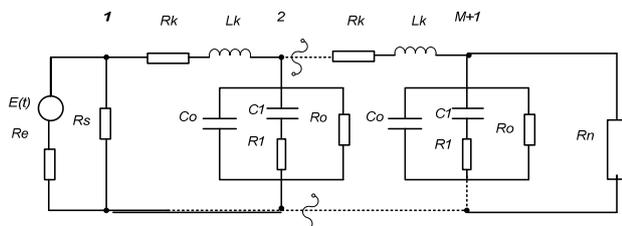


Рис. 10. Т-образная схема замещения силового высоковольтного кабеля коаксиальной конструкции [4]

Для обеспечения согласованного режима работы, исключая появление дополнительных отраженных волн, влияющих на форму зондирующего им-

пульса, необходимо выполнение равенства сопротивлений нагрузки, источника и волнового сопротивления кабеля. С этой целью на частоте 1 МГц выполнены измерения параметров образца одножильного силового кабеля длиной 25 см АПВГ-1×95/16 напряжением 35 кВ с алюминиевой жилой сечением 95 мм² и медным экраном сечением 16 мм²: $R=0,3262$ Ом; $L=112$ нГн; $C=36,3$ пФ/м; $G = 0,7$ мкСм; $\text{tg}\delta=2\cdot 10^{-3}$; $R_{ins}=10^{12}$ Ом·м.

Комплексное волновое сопротивление кабеля, определенное по (1), носит, практически, активный характер: $7.1906e+002 - 5.7684e+000j$. Действительная часть в 125 раз превышает мнимую составляющую. Модуль волнового сопротивления равен 719 Ом, что значительно превышает типичные значения для кабелей коаксиальной конструкции: 93 Ом, 75 и 50 Ом. Комплексное продольное погонное сопротивление составляет $(1.4480 + 0.0001j)$, Ом/м: определяющим является действительная составляющая, обусловленная вкладом сопротивления металлического экрана (более чем в 10000 раз превышает индуктивную составляющую). Комплексная поперечная погонная проводимость равна $(2.8000e-006 + 4.5216e-008j)$ См/м: действительная часть более чем в 60 раз превышает мнимую (емкостную) составляющую. Высокие значения активной проводимости отображают процессы в полупроводящем экране по изоляции и водонабухающей ленте, а не в самой сшитой полиэтиленовой изоляции. Значение волнового сопротивления, определенное по упрощенной формуле (2) с учетом индуктивности и емкости кабеля, равно 57,5 Ом (близко к значению 50 Ом)! Для корректного моделирования процесса распространения зондирующего сигнала в изоляции силового кабеля волновое сопротивление принято равным 57,5 Ом.

Данные измерений параметров кабеля используются для определения параметров Т-звена при заданном числе M и длине l кабеля. Следующим шагом является составление схемы замещения кабельной линии методом дискретных резистивных схем замещения индуктивности и емкости с учетом начальных условий. На следующем шаге составляется система линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) метода узловых потенциалов [4]

$$\bar{G} \cdot \bar{\varphi} = \bar{J},$$

где \bar{G} – трехдиагональная матрица коэффициентов – собственных ($G_{11}, G_{22}, \dots, G_{M+1, M+1}$) и взаимных ($G_{12}, G_{21}, \dots, G_{M, M+1}$) проводимостей ветвей

$$\begin{pmatrix} G_{11} & G_{12} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ G_{21} & G_{22} & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & G_{32} & G_{33} & \dots & 0 \\ \dots & & & & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & G_{M+1, M+1} \end{pmatrix},$$

где $\bar{\varphi}$ – искомая матрица-столбец узловых потенциалов, \bar{J} – матрица-столбец узловых токов.

СЛАУ решается методом прогонки. На каждом шаге дискретизации определяются токи, протекающие через индуктивность, и падения напряжений на емкостях.

Численный расчет выполнен при подключении к импульсному источнику ЭДС ($E=100$ В) силовой кабельной линии длиной 1 м на частоте 1 МГц. Длительность зондирующего прямоугольного импульса равна 4,0 нс. Сопротивления источника и нагрузки приняты равными 57,5 Ом.

На рис. 11 показан характер изменения формы и длительности зондирующего сигнала при распространении по кабельной линии: кривая 1 – кабель с волновым сопротивлением 57,5 Ом (измеренные параметры); кривая 2 – кабель с волновым сопротивлением 48 Ом (эксцентриситет между жилой и изоляцией); кривая 3 – кабель с волновым сопротивлением 60 Ом и параметрами изоляции: $R_{ins}=10^{11}$ Ом·м, $tg\delta=2\cdot 10^{-2}$ (водные триинги). Область I – начало линии, область II – середина линии. Влияние потерь в диэлектрике (имитация ВТ) на форму зондирующего импульса приведено на рис. 12: кривая 1 соответствует $tg\delta=2\cdot 10^{-4}$; кривая 2 – $tg\delta=2\cdot 10^{-3}$; кривая 3 – $tg\delta=2\cdot 10^{-1}$.

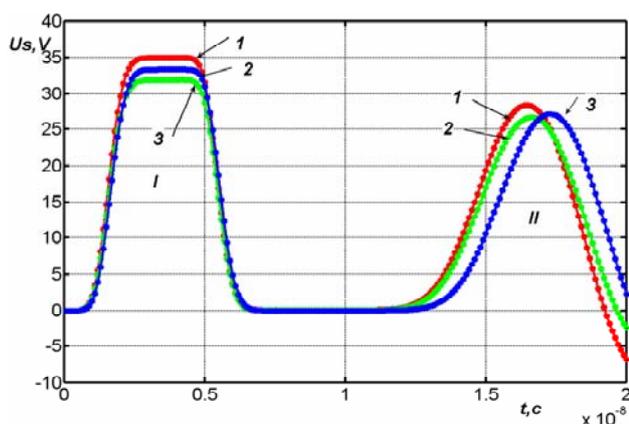


Рис. 11. Характер изменения формы и длительности зондирующего сигнала при распространении по кабельной линии при наличии дефектов, расположенных на расстоянии $\frac{1}{2}$ от начала линии

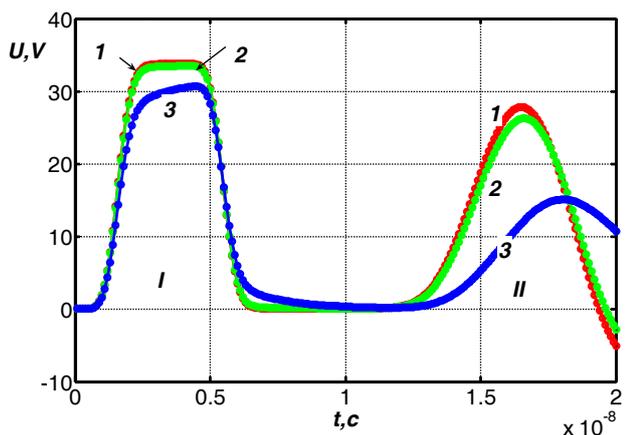


Рис. 12. Влияние потерь в диэлектрике, обусловленных наличием водных триингов, на форму зондирующего сигнала

Выводы. Наличие эксцентриситета и эллиптичности в конструкции кабеля по-разному влияют на распределение напряженности поля по жиле и изоляции. При эксцентриситете между жилой и изоляцией 10 % от радиуса жилы напряженность поля возрастает в 1,5 раза на жиле и в 1,17 раза – на поверхности изоляции. Напряженность на поверхности изоляции воз-

растает в два раза относительно напряженности на жиле при овальности изоляции.

Наличие в толще сшитой полиэтиленовой изоляции водных включений сферической формы приводит к повышению напряженности в 5-10 раз относительно среднего значения 2 кВ/мм в силовых высоковольтных кабелях. При таких напряженностях электрического поля в полиэтиленовой сшитой изоляции проявляются пороговые эффекты, в частности, нелинейный характер зависимости плотности тока от напряженности поля, зависимость диэлектрической проницаемости от приложенного высокого напряжения.

Результаты моделирования показывают, что наличие водных триингов в виде сосредоточенной неоднородности с индивидуальным волновым сопротивлением приводит к изменению формы и длительности зондирующего прямоугольного сигнала.

Рефлектометрию во временной области можно рассматривать как один из перспективных методов диагностики эксплуатационных неоднородностей (эллиптичности, эксцентриситета, водных триингов) в высоковольтных силовых кабелях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Безпрозванных Г.В., Бойко А.М., Кессаев О.Г. Вплив конструктивних та технологічних неоднорідностей на хвильовий опір коаксіальних радіочастотних кабелів // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – №2. – С. 57-61. doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.11.
2. Кессаев О.Г. Вплив на параметри передачі ексцентриситету та еліптичності коаксіальних радіочастотних кабелів // Вісник НТУ «ХПІ». – 2013. – №59. – С. 62-69.
3. Щерба А.А., Щерба М.А. Моделирование и анализ электрического поля в диэлектрической среде, возмущенного проводящими микровключениями разных размеров и конфигураций // Технічна електродинаміка. – 2010. – №6. – С. 3-9.
4. Безпрозванных А.В., Набока Б.Г. Математические модели и методы расчета электроизоляционных конструкций. – Х.: НТУ «ХПИ», 2011. – 92 с.
5. Безпрозванных А.В., Набока Б.Г., Москвитин Е.С. Обоснование электрофизических характеристик полупроводящих экранов силовых кабелей высокого напряжения со сшитой изоляцией // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – №3. – С. 44-47. doi: 10.20998/2074-272X.2010.3.10.
6. Безпрозванных А.В., Кессаев А.Г. Вычислительные эксперименты для расчета напряженности осесимметричного электростатического поля в кусочно-однородной изоляции со сферическими включениями // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – № 5. – С. 67-72. doi: 10.20998/2074-272X.2014.5.13.
7. Dissado L.A., Hill, R.M. The fractal nature of the cluster model dielectric response functions // Journal of Applied Physics. – 1989. – vol.66. – no.6. – pp. 2511-2524. doi: 10.1063/1.344264.
8. Chen Q., Burkes K., Makram E., Hadidi R., Xu X. Capacitance of Water Tree Modeling in Underground Cables // Journal of Power and Energy Engineering. – 2014. – vol.02. – no.11. – pp. 9-18. doi:10.4236/jpee.2014.211002.
9. Безпрозванных А.В., Кессаев А.Г., Щерба М.А. Частотная зависимость тангенса угла диэлектрических потерь от степени увлажнения полиэтиленовой изоляции кабелей // Технічна електродинаміка. – 2016. – №3. – С. 18-24.
10. Burkes K., Makram E., Hadidi R. Modeling the effect of a water tree inside tape shield and concentric neutral cables // COMSOL Conference, Boston, September 25, 2014. – 8 p.

REFERENCES

1. Bezprozvannykh G.V., Boyko A.N., Kyessayev A.G. Influence of constructive and technological defects on coaxial radio-frequency cable impedance. *Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.2, pp. 57-61. (Ukr). doi: 10.20998/2074-272X.2013.2.11.
2. Kyessayev A.G. Impact on the transmission parameters eccentricity and ellipticity RF coaxial cables. *Bulletin of NTU «KhPI»*, 2013, no.59, pp. 62-69. (Ukr).
3. Shcherba A.A., Shcherba M.A. Modeling and analysis of the electric field in a dielectric medium, perturbed conductive microscopic inclusions of various sizes and configurations. *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2010, no.6, pp. 3-9. (Rus).
4. Bezprozvannykh A.V., Naboka B.G. *Matematicheskie modeli i metody rascheta elektroizoljacionnykh konstrukcij* [Mathematical models and methods of calculation electrical insulation constructions]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2011. 92 p. (Rus).
5. Bezprozvannykh G.V., Naboka B.G., Moskvitin E.S. Substantiation of electrophysical characteristics of high-voltage power cable semiconducting screens with stitched insulation. *Electrical engineering & electromechanics*, 2010, no.3, pp. 44-47. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2010.3.10.
6. Bezprozvannykh A.V., Kyessayev A.G. Computing experiments for calculation of electrostatic axisymmetric field in piecewise-homogeneous insulation with spherical inclusions. *Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.5, pp. 67-72. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2014.5.13.
7. Dissado L.A., Hill, R.M. The fractal nature of the cluster model dielectric response functions. *Journal of Applied Physics*, 1989, vol.66, no.6, pp. 2511-2524. doi: 10.1063/1.344264.
8. Chen Q., Burkes K., Makram E., Hadidi R., Xu X. Capacitance of Water Tree Modeling in Underground Cables. *Journal of Power and Energy Engineering*, 2014, vol.02, no.11, pp. 9-18. doi:10.4236/jpee.2014.211002.
9. Bezprozvannykh A.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency Dependence of Dielectric Loss Tangent on the Degree of Humidification of Polyethylene Cable Insulation *Tekhnichna Elektrodynamika*, 2016, no.3, pp. 18-24. (Rus).
10. Burkes K., Makram E., Hadidi R. Modeling the effect of a water tree inside tape shield and concentric neutral cables. *COMSOL Conference*, Boston, September 25, 2014. 8 p.

Поступила (received) 19.09.2016

Безпрозванных Анна Викторовна¹, д.т.н., проф.,
 Кессаев Александр Геннадиевич¹, аспирант,
¹Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»,
 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
 тел/phone +38 057 7076010,
 e-mail: bezprozvannykh@kpi.kharkov.ua

G.V. Bezprozvannykh¹, A.G. Kyessayev¹
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The technological and exploitative factors of local increase of electric field strength in the power cable of coaxial design.

Introduction. Reliability of high voltage power cables in the process of long-term operation is largely due to the intensity of polymeric insulation aging. It is now established that the aging of polyethylene, which is the main material for the insulation of high voltage power cables, under the action of the electric field is determined primarily by the presence of structural heterogeneity arising both during cable production and during use. The cable is always there deviations from the ideal structure, which manifest in a deviation of diameters of conductors from nominal values; in the arrangement of the conductor and the insulation is not strictly coaxially and eccentrically; in elliptic (oval) core and insulation; change in relative dielectric constant and thickness of insulation on cable length force the formation of low molecular weight products (including water) in the flow at the manufacturing stage crosslinked polyethylene insulation and moisture during operation. Such defects are structural, technological and operational irregularities, which lead to a local change in the electric field. **Purpose.** Analysis of the influence of the eccentricity, elliptic and spherical inclusions in the electric field distribution in the power cable of a coaxial design with cross-linked polyethylene insulation, based on numerical simulation. **Methodology.** The bases of the numerical method of calculation of the electrical field strength are Fredholm integral equations of the first and second kind (method of secondary sources) for an axially symmetric field. Analysis of the influence of irregularities, including water treeing, the shape of the sounding signal is made using the method of discrete resistive circuit inductance and capacitance of substitution with the initial conditions. Solving systems of linear algebraic equations nodal analysis performed by the sweep method. **Results.** The presence of the eccentricity and ellipticity in the construction of cable has different effects on the distribution of the electrical field strength at the conductor and the insulation. The electrical field strength is increased by 50 % in the core and 17 % - on the surface of the insulation at 10 % eccentricity between conductor and insulation. Availability elliptic insulation leads to a redistribution of the electric field: field strength at the surface of the insulation is 2 times higher electric field strength on the surface of the conductor. Water treeing spherical shape filled with water with a dielectric constant of 6.9, lead to a local increase of electric field intensity is 5 - 10 times. **Originality.** Simulation results show that the presence of water treeing concentrated with individual heterogeneity characteristic impedance causes a change in shape and duration of the probe signal rectangular. **Practical value.** Time domain reflectometer can be considered as one of the promising methods for diagnosing operational irregularities (ellipticity, eccentricity, water treeing) in power cables. References 10, figures 12.
Key words: eccentricity, ellipticity of insulation, water treeing, electric field strength, the wave impedance, the probe pulse.

И.В. Нижевский, В.И. Нижевский, В.Е. Бондаренко

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ ЗАЗЕМЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

Розглянуто експериментальні дослідження трьохелектродної установки для вимірювання опору заземлюючих пристроїв різного призначення. На основі використання методу фізичного моделювання представлено експериментальне обґрунтування методу вимірювання опору заземлюючих пристроїв будь-якої конструкції в довільній структурі ґрунту. За результатами моделювання розв'язана система рівнянь шостого порядку, що дозволило визначити власні і взаємні опори в трьохелектродній установці з досить високою точністю і без відшукування точки нульового потенціалу. Бібл. 7, табл. 10, рис. 5.

Ключові слова: експериментальні дослідження, заземлюючий пристрій, метод вимірювання опору, трьохелектродна установка, метод фізичного моделювання, експериментальне обґрунтування.

Рассмотрены экспериментальные исследования трехэлектродной установки для измерения сопротивления заземляющих устройств различного назначения. На основе использования метода физического моделирования представлено экспериментальное обоснование метода измерения сопротивления заземляющего устройства любой конструкции в произвольной структуре грунта. По результатам моделирования решена система уравнений шестого порядка, что позволило определить собственные и взаимные сопротивления в трехэлектродной установке с достаточно высокой точностью и без отыскания точки нулевого потенциала. Библ. 7, табл. 10, рис. 5.

Ключевые слова: экспериментальные исследования, заземляющее устройство, метод измерения сопротивления, трехэлектродная установка, метод физического моделирования, экспериментальное обоснование.

Введение и постановка проблемы. В настоящее время для измерения сопротивления заземляющих устройств (ЗУ) получила широкое распространение трехэлектродная измерительная установка [1]. Одной из главных задач, которую необходимо решить для получения с помощью этой установки достаточно точных результатов, является, как указано в работе [2], правильный выбор мест расположения измерительных электродов, т. е. такая их расстановка, при которой измеренное значение сопротивления отличается от его истинного значения не более чем на 10 % в ту или иную сторону. Однако во многих случаях (50 %) измерение сопротивления ЗУ городских и промышленных подстанций представляет серьезную проблему до настоящего времени.

Анализ последних исследований и публикаций. Проблемой повышения точности измерения электрических параметров земли и ЗУ занимаются многие ученые как отечественные, так и зарубежные.

Расчетный метод определения оптимального расположения измерительных электродов при измерении сопротивления заземлителей больших размеров, позволяющий размещать электроды на близких расстояниях от заземлителя, описан в работе [3]. Однако при этом отмечено, что расчеты с помощью рассматриваемых моделей заземлителей имеют лишь ограниченное применение, связанное с их внешними полями.

Анализ методов Тагга при измерениях сопротивления заземлителей, приведенный в работе [4], показал, что метод Тагга не пригоден в грунтах с возрастанием удельного сопротивления грунта по глубине.

Принципиальная возможность точного измерения сопротивления заземлителя при любом характере неоднородности грунта и любых размерах и конфигурации ЗУ, без использования расчетных программ, отмечена в работе [5]. Однако, к сожалению, и в этом

случае необходимо будет определять местоположение потенциального электрода путем отыскания точки нулевого потенциала на месте измерений.

Математическое моделирование процесса измерений сопротивления заземлителя тока промышленной частоты в многослойном грунте представлено в работе [6], где описан алгоритм вычисления погрешностей измерения при различных расположениях измерительных электродов и приведен пример построения линий равных погрешностей для заземлителя сложной формы в четырехслойном грунте. К сожалению, как отмечают авторы [6], выбрать такое расположение электродов, при котором измеренное сопротивление заземлителя равняется истинному, экспериментальным путем при измерениях на местности невозможно.

В работе [7] приводится теоретическое обоснование нового метода измерения сопротивления заземлителя с помощью трехэлектродной измерительной установки при любом характере неоднородности грунта, любых размерах и конфигурации ЗУ и произвольном размещении измерительных электродов без отыскания точки нулевого потенциала.

Целью работы является экспериментальное обоснование метода [7] измерения сопротивления заземлителя с помощью трехэлектродной измерительной установки без отыскания точки нулевого потенциала.

Методика проведения эксперимента. Для исследования были приняты модели заземлителей в виде дисков различных диаметров $d_1=10$ см, $d_2=5$ см, $d_3=9$ см. Места расположения заземлителей в электролитической ванне показаны на рис. 1 и не изменялись во всех опытах. Минимальные расстояния между краями заземлителей составляли $a=b=c=1$ см. Было выполнено несколько серий опытов.

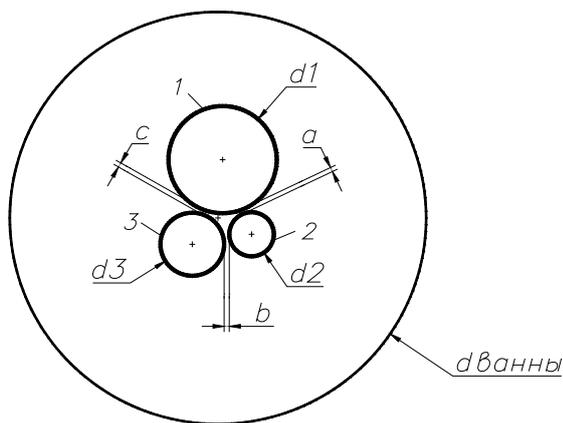


Рис. 1. Расположение заземлителей на поверхности воды в электролитической ванне (вид в плане)

В **первой серии** были выполнены измерения стекающего с заземлителя тока (I_{10} , I_{20} , I_{30}) и напряжения (U_{10} , U_{20} , U_{30}) для определения собственных сопротивлений заземлителей, т.е. каждого на своем месте в отсутствии остальных, как показано на рис. 2 для заземлителя 1 и пунктиром для заземлителей 2 и 3. Результаты измерений и расчетов собственных сопротивлений заземлителей (R_{10} , R_{20} и R_{30}) приведены в табл. 1

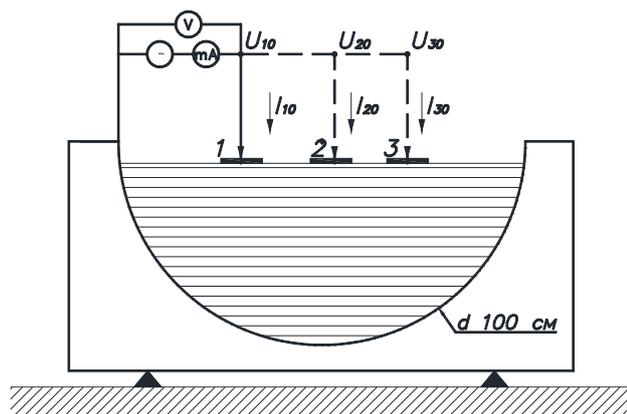


Рис. 2. Схематическое расположение заземлителей в электролитической ванне (вид в разрезе) и подключение приборов для измерений

Таблица 1

Результаты измерений и расчетов собственных сопротивлений заземлителей

Номер заземлителя	1			2			3			
	Измеряемый параметр	I_{10} , мА	U_{10} , В	R_{10} , Ом	I_{20} , мА	U_{20} , В	R_{20} , Ом	I_{30} , мА	U_{30} , В	R_{30} , Ом
Величина параметра	159	8,63	54,28	84	8,8	104,76	146	8,65	59,246	

Вторая серия опытов проведена с использованием трех заземлителей. В данном случае источник подключался к заземлителю 1 и к корпусу ванны, т.е. ток вводился в первый заземлитель. Проводились измерения тока I_{10} в цепи, напряжения на заземлителях 1, 2 и 3 относительно корпуса ванны (U_{10} , U_{20} , U_{30}), напряжения между заземлителями 1 и 2 (U_{12}), заземлителями 1 и 3 (U_{13}), а также заземлителями 2 и 3 (U_{23}) по схеме, приведенной на рис. 3.

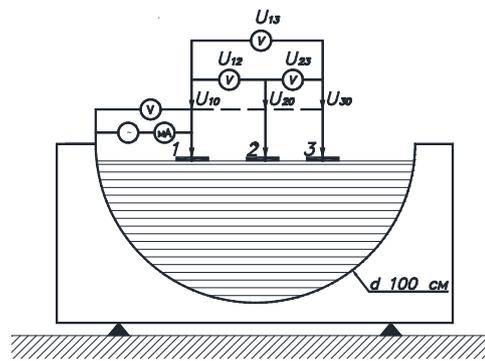


Рис. 3. Схематическое расположение заземлителей в электролитической ванне (вид в разрезе) и подключение приборов для измерений

Аналогичные измерения выполнены и для случаев подключения источника между корпусом ванны и заземлителем 2, а затем и заземлителем 3. Полученные результаты представлены в табл. 2.

Таблица 2

Результаты измерений при подключении источника между корпусом ванны и заземлителем

Ввод источника в заземлитель 1		Ввод источника в заземлитель 2		Ввод источника в заземлитель 3	
Измеряемый параметр	Величина параметра	Измеряемый параметр	Величина параметра	Измеряемый параметр	Величина параметра
I_{10} , мА	159,4	I_{20} , мА	82,1	I_{30} , мА	137,2
U_{10} , В	8,7	U_{20} , В	8,89	U_{30} , В	8,75
U_{12} , В	7,7	U_{12} , В	8,4	U_{12} , В	0,3
U_{13} , В	7,9	U_{13} , В	0,01	U_{13} , В	7,7
U_{23} , В	0,2	U_{23} , В	8,4	U_{23} , В	7,4

Затем в **третьей серии** были проведены исследования с тремя заземлителями без их связи с ванной. В данном случае источник вводился между заземлителями 1 и 2, как показано на рис. 4. При этом измерялся протекающий в цепи ток I_{12} и напряжение между заземлителями 1 и 2 (U_{12}), заземлителями 1 и 3 (U_{13}), заземлителями 2 и 3 (U_{23}), а также напряжение между каждым заземлителем (1, 2 или 3) и стенкой (корпусом) ванны, т.е. U_{10} , U_{20} и U_{30} , как показано на рис. 4 для заземлителя 3.

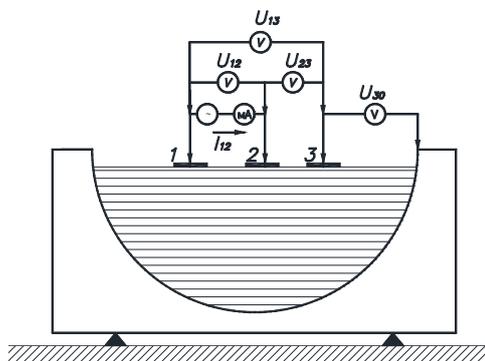


Рис. 4. Схема измерений для трех заземлителей без их связи с корпусом ванны

Аналогичные измерения были выполнены при вводе источника между заземлителями 2 и 3, а также между заземлителями 1 и 3. Результаты этих измерений представлены в табл. 3.

Таблица 3

Результаты измерений параметров заземлителей без связи источника с корпусом ванны

Измеряемый параметр	Ввод источника между заземлителями 1 и 2	Ввод источника между заземлителями 1 и 3	Ввод источника между заземлителями 2 и 3
I_{12} , мА	70,4	–	–
I_{13} , мА	–	103,6	–
I_{23} , мА	–	–	70,1
U_{12} , В	8,97	4,175	5,447
U_{13} , В	3,27	8,65	3,05
U_{23} , В	5,7	4,475	8,5
U_{10} , В	2,34	3,58	0,65
U_{20} , В	6,62	0,6	6,1
U_{30} , В	0,94	5,1	2,4

В четвертой серии опытов были выполнены измерения с двумя заземлителями, т.е. в отсутствии третьего и без связи их с корпусом ванны. Источник включался между заземлителями 1 и 2, как показано на рис. 5. При этом измерялся протекающий в цепи ток (I_{12}), напряжение между заземлителями 1 и 2 (U_{12}) и напряжение между корпусом ванны и заземлителем 1 (U_{10}), а также между корпусом ванны и заземлителем 2 (U_{20}).

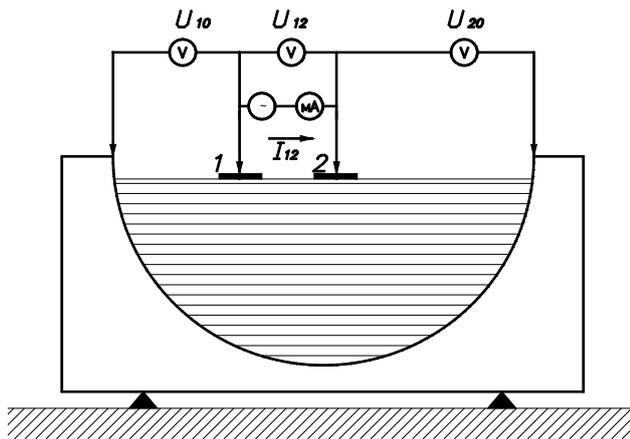


Рис. 5. Схема измерений для двух заземлителей без их связи с корпусом ванны

Аналогичные измерения выполнены и при включении источника между заземлителями 1 и 3, а также между заземлителями 2 и 3. Результаты измерений представлены в табл. 4.

Таблица 4

Результаты измерений для двух заземлителей без их связи с корпусом ванны

Измеряемый параметр	Ввод источника между заземлителями 1 и 2	Ввод источника между заземлителями 1 и 3	Ввод источника между заземлителями 2 и 3
I_{12} , мА	71,6	–	–
I_{13} , мА	–	105,3	–
I_{23} , мА	–	–	69,8
U_{12} , В	8,9	–	–
U_{13} , В	–	8,8	–
U_{23} , В	–	–	8,8
U_{10} , В	2,4	3,7	–
U_{20} , В	6,5	–	6
U_{30} , В	–	5,1	2,8

Сопоставительный анализ результатов физического моделирования трехэлементной группы заземлителей и результатов определения по разработанному методу измерения собственных и взаимных сопротивлений заземлителей. По результатам экспериментов для моделей заземлителей при измерениях получены параметры, которые приведены в табл. 5. При этом определение удельного сопротивления среды дает $\rho = 12 \text{ Ом}\cdot\text{м}$, т.е. $\Delta R = 3,8 \text{ Ом}$ – поправка на конечные размеры ванны, определенная по формуле для полусферы.

Таблица 5

Результаты оценки собственных сопротивлений заземлителей

Определяемый параметр	Собственные сопротивления, Ом		
	R_1	R_2	R_3
По табл. 1	54,28	104,76	59,246
С учетом ΔR	58,08	108,56	63,046

Результаты измерений, представленные в табл. 4, позволяют определить входные сопротивления при вводе источника между заземлителями, например 1 и 2, по выражению

$$R_{12\text{inp}} = U_{12} / I_{12} = 8,9 / 0,0716 = 124,3 \text{ Ом}.$$

Аналогично получаем $R_{13\text{inp}}$ и $R_{23\text{inp}}$. Результаты сводим в табл. 6.

Таблица 6

Результаты оценки входных сопротивлений для двух заземлителей без их связи с ванной

Определяемый параметр	Входные сопротивления между заземлителями, Ом		
	$R_{12\text{inp}}$	$R_{13\text{inp}}$	$R_{23\text{inp}}$
Значение параметра	124,3	83,6	126

Полученные результаты входных сопротивлений (см. табл. 6) позволяют определить приближенные значения собственных сопротивлений отдельных заземлителей следующим образом.

Измерения, выполненные для соответствующих пар заземлителей, т.е. входные сопротивления между соответствующими заземлителями (табл. 6), позволяют записать следующие уравнения

$$\begin{aligned} R_1 + R_2 - 2R_{12} &= R_{12\text{inp}}; \\ R_1 + R_3 - 2R_{13} &= R_{13\text{inp}}; \\ R_2 + R_3 - 2R_{23} &= R_{23\text{inp}}. \end{aligned} \quad (1)$$

Пренебрегая (допущение) взаимными сопротивлениями (R_{12} , R_{13} и R_{23}) в пределах пары и влиянием третьего электрода получаем систему трех уравнений с тремя неизвестными. Производим решение этой системы, и результаты вычислений приближенных значений собственных сопротивлений заземлителей сводим в табл. 7.

Таблица 7

Приближенные значения собственных сопротивлений заземлителей

Определяемый параметр	Собственные сопротивления, Ом		
	R_1	R_2	R_3
Значение параметра	40,95	83,35	42,65

Приближенные значения взаимных сопротивлений соответствующих пар заземлителей вычисляем исходя из того, что взаимное сопротивление двух

взаимодействующих заземлителей всегда меньше сопротивления наименьшего из них [4]. Исходя из соотношения (1):

$$R_{12mut} = (R_1 + R_2 - R_{12imp})/2 = (58,08 + 108,56 - 124,3)/2 = 21,17 \text{ Ом.}$$

Аналогично вычисляем взаимные сопротивления R_{13mut} и R_{23mut} и результаты сводим в табл. 8.

Таблица 8

Оценка взаимных сопротивлений между соответствующими парами заземлителей

Определяемый параметр	Взаимные сопротивления между заземлителями, Ом		
	R_{12mut}	R_{13mut}	R_{23mut}
Значение параметра	21,17	18,79	22,8

Полученные приближенные значения параметров схемы (см. табл. 7 и табл. 8), в соответствии с методикой, изложенной в работе [7], вводим в качестве начальных значений для решения системы шести уравнений с шестью неизвестными, у которых правые части представлены на основе измерений, приведенных в табл. 3, следующим образом.

Результаты измерений напряжений U_{13} и U_{23} и тока I_{12} при вводе источника между заземлителями 1 и 2 позволяют получить входные сопротивления:

$$R_{13A} = U_{13}/I_{12} = 46,45 \text{ Ом;}$$

$$R_{32A} = U_{23}/I_{12} = 81,1 \text{ Ом.}$$

Результаты аналогичных расчетов при вводе источника между заземлителями 2 и 3, а также заземлителями 1 и 3 приведены в табл. 9.

Таблица 9

Результаты оценки входных сопротивлений при вводе источника между соответствующими заземлителями

Подключение источника	Между заземлителями 1 и 2		Между заземлителями 1 и 3		Между заземлителями 2 и 3	
	R_{13A}	R_{32A}	R_{12B}	R_{32B}	R_{12C}	R_{13C}
Определяемый параметр	R_{13A}	R_{32A}	R_{12B}	R_{32B}	R_{12C}	R_{13C}
Значение параметра, Ом	46,45	81,1	40,3	43,2	77,7	43,599

Результаты решения системы уравнений [7] по разработанной автором в пакете MathCad программе, сводим в табл. 10.

Таблица 10

Оценка расхождений расчетных и экспериментальных значений собственных и взаимных сопротивлений заземлителей

Параметр, Ом	R_1	R_2	R_3	R_{12}	R_{13}	R_{23}
Начальное значение	40,95	83,35	42,65	21,17	18,79	22,8
Расчет	60,42	98,43	62,39	20,62	17,56	22,74
Эксперимент	58,08	108,56	63,046	21,17	18,79	22,8
Расхождение, %	4,04	9,33	1,03	2,57	6,5	0,2

Анализируя данные табл. 10, приходим к выводу, что результаты расчетов удовлетворительно согласуются с результатами измерений, полученных в опытах. При этом расхождение не превышает 10 %, что является хорошим результатом приемлемой погрешности.

Следует отметить, что в течение времени выполнения измерений, так как применялся источник напряжения, изменение напряжения происходило прак-

тически незначительно и им можно пренебречь. Однако, в связи с процессами, проходящими у поверхности электродов (заземлителей) при протекании тока, изменение тока происходило более заметное. Это влияет на результаты, которые приведены в табл. 9 и табл. 4, что необходимо исключить.

Очевидно, этим можно объяснить полученное расхождение результатов расчета и эксперимента. В реальных условиях измерений эти расхождения должны быть существенно меньше. Во всех случаях возможных реальных условий расхождение можно ожидать менее 10 %.

Следует также подчеркнуть, что определение собственных и взаимных сопротивлений заземлителей в качестве начальных значений было выполнено и по результатам измерений в трехэлементной системе (табл. 3). Полученные значения собственных и взаимных сопротивлений заземлителей имеют небольшое отличие от аналогичных значений, полученных для соответствующих пар заземлителей в отсутствие третьего заземлителя (табл. 4). Подстановка этих значений в качестве начальных в программу расчета собственных и взаимных сопротивлений заземлителей дает такой же результат, как и в табл. 10. Этим важным обстоятельством необходимо пользоваться при выполнении натуральных измерений.

Выводы.

Впервые приводится экспериментальное исследование в электролитической ванне НТУ «ХПИ» трехэлектродной установки для измерения сопротивления заземляющих устройств различного назначения.

На основе использования метода физического моделирования представлено экспериментальное обоснование метода измерения сопротивления заземляющего устройства любой конструкции в произвольной структуре грунта.

По результатам моделирования решена система уравнений шестого порядка, что позволило определить собственные и взаимные сопротивления в трехэлектродной установке с достаточно высокой точностью и без отыскания точки нулевого потенциала.

Предложенный метод обеспечивает минимально возможный разнос измерительных электродов за пределами заземляющих устройств. Это в несколько раз уменьшает длину соединительных проводов схемы измерения, увеличивает отношение «сигнал – помехи», снимает ограничения по застройке территории за пределами исследуемого заземляющего устройства.

Полученные результаты показали, что разработанный в [7] метод позволяет получить достаточно точный результат во всех случаях измерений сопротивления заземляющих устройств электроустановок.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. СОУ 31.2-21677681-19:2009. Випробування та контроль пристроїв заземлення електроустановок. Типова інструкція. [Чинний від 29.03.2010]. – К.: Мінпаливенерго України, 2010. – 54 с.
2. Бургсдорф В.В., Якобс А.И. Заземляющие устройства электроустановок. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 400 с.
3. Ослон А.Б., Коструба С.И. Измерение сопротивлений заземлителей больших размеров // Электричество. – 2006. – №8. – С. 49-56.

4. Ослон А.Б. Анализ методов Тагга при измерениях сопротивления заземления // Третья Российская конференция по заземляющим устройствам: Сборник докладов (27-31 октября 2008 года). – Новосибирск: Сибирская энергетическая академия. – 2008. – С. 111-120.
5. Ослон А.Б., Целебровский Ю.В. Пересечение потенциальных кривых и сопротивление заземляющего устройства // Третья Российская конференция по заземляющим устройствам: Сборник докладов (27-31 октября 2008 года). – Новосибирск: Сибирская энергетическая академия. – 2008. – С. 121-130.
6. Ослон А.Б., Коструба С.И. Математическое моделирование процесса измерений сопротивления заземлителя току промышленной частоты в многослойном грунте // Электричество. – 2008. – №5. – С. 12-17.
7. Нижевский И.В. Методика измерения сопротивления заземляющего устройства // Електротехніка і електромеханіка. – 2016. – №3. – С. 50-57. doi: 10.20998/2074-272X.2016.3.08.

REFERENCES

1. SOU 31.2-21677681-19:2009. *Viprobuvannya ta kontrol' pristroyiv zazemlennya elektroustanovok. Tipova instruktsiya* [SOU 31.2-21677681-19:2009. Test and control devices, electrical grounding. Standard instruction.]. Kyiv, Minenergovugillya Ukrainy Publ., 2010. 54 p. (Ukr).
2. Burgsdorf V.V., Yakobs A.I. *Zazemlyayushchie ustroystva elektroustanovok* [Grounding device of electrical installations]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1987. 400 p. (Rus).
3. Oslon A.B., Kostruba S.I. Measuring the resistance of large grounding devices. *Electrichestvo*, 2006, no.8. pp. 49-56. (Rus).
4. Oslon A.B. Tagg methods analysis for measuring grounding resistance. *III Rossiiskaia konferentsiia po zazemliayushchim ustroystvam: Sbornik dokladov* [3rd Russian Conf. on Grounding Devices: Collected Papers]. Novosibirsk, Russia, 27-31 October 2008, pp. 111-120. (Rus).
5. Oslon A.B., Tselebrovskii Iu.V. The intersection of the potential curves and the resistance of the grounding device *III Rossiiskaia konferentsiia po zazemliayushchim ustroystvam: Sbornik dokladov* [3rd Russian Conf. on Grounding Devices: Collected Papers]. Novosibirsk, Russia, 27-31 October 2008, pp. 121-130. (Rus).
6. Oslon A.B., Kostruba S.I. Mathematical modeling of the process of grounding resistance measurement current of industrial frequency in multilayer soil. *Electrichestvo*, 2008, no.5, pp. 12-17. (Rus).

7. Nizhevskiy I.V., Nizhevskiy V.I. A technique of measuring of resistance of a grounding device. *Electrical engineering & electromechanics*, 2016, no.3, pp. 50-57. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2016.3.08.

Поступила (received) 01.09.2016

Нижевский Илья Викторович¹, инженер,
 Нижевский Виктор Ильич¹, доц., к.т.н.,
 Бондаренко Владимир Емельянович¹, проф., д.т.н.,
¹ Национальный технический университет
 «Харьковский политехнический институт»,
 61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
 тел/phone +38 057 7076977,
 e-mail: victornizhevski@gmail.com

I.V. Nizhevskiy¹, V.I. Nizhevskiy¹, V.E. Bondarenko¹
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 21, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

The experimental validation of the grounding device resistance measurement method.

Purpose. The paper considers experimental research of three-electrode units for measuring the resistance of grounding devices for different purposes. **Methodology.** The experimental study of the method of resistance measurement of grounding devices for any design in any soil structure using the method of physical modeling is presented. **Results.** By results of model operation the set of equations of the sixth order is solved. It allowed to determine the own and mutual impedance in the three-electrode unit with high accuracy without searching the point of zero potential. Features of measuring and defining the own and relative resistances of various combinations of electrodes for three-electrode measuring unit are considered. **Originality.** The necessity of finding a zero potential point is excluded. **Practical value.** The proposed method provides the smallest possible spacing of potential electrodes outside the grounding devices. This reduces the wiring length measurement circuit in several times, increases the ratio «signal – noise», removes the restrictions on building of the territory outside the test grounding device. References 7, tables 10, figures 5.

Key words: experimental research, grounding device, the resistance measurement method, three-electrode unit, the method of physical modeling, experimental validation.

Ю.Л. Саенко, Д.Н. Калюжный

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ЛИНЕЙНОЙ ОБОБЩЕННОЙ НАГРУЗКИ В ТРЕХФАЗНОЙ ТРЕХПРОВОДНОЙ СЕТИ В ЗАДАЧЕ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ФАКТИЧЕСКИХ ВКЛАДОВ В ТОЧКЕ ОБЩЕГО ПРИСОЕДИНЕНИЯ

На основі матричного методу аналізу електричних кіл визначена структура еквівалентної схеми заміщення узагальненого навантаження. Запропоновано спосіб наближеного визначення параметрів еквівалентної схеми заміщення узагальненого навантаження. Виконано аналіз помилок наближеного визначення параметрів еквівалентної схеми заміщення узагальненого навантаження стосовно задачі розподілу фактичних внесків у точці загального приєднання. Бібл. 7, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: еквівалентна схема заміщення лінійного узагальненого навантаження, фактичний внесок, точка загального приєднання.

На основе матричного метода анализа электрических цепей определена структура эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки. Предложен способ приближенного определения параметров эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки. Выполнен анализ ошибок приближенного определения параметров эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки применительно к задаче распределения фактических вкладов в точке общего присоединения. Библ. 7, табл. 1, рис. 4.

Ключевые слова: эквивалентная схема замещения линейной обобщенной нагрузки, фактический вклад, точка общего присоединения.

Введение. Несимметрия и отклонение напряжений являются одними из основных характеристик электрической энергии, которые в большинстве случаев не соответствуют ее качеству [1]. Последствия потребления и передачи электрической энергии пониженного качества общеизвестны [2] и, в конечном счете, сводятся к финансовым убыткам [3]. Определение фактических вкладов в понижение качества электрической энергии в точке общего присоединения (ТОП) является решением задачи о распределении компенсации экономических потерь потерпевшей стороне между всеми участниками рынка электрической энергии.

Постановка задачи. Существующие методы распределения фактических вкладов [4], независимо от выбранного математического пространства своей реализации, имеют одну общую проблему. Она заключается в адекватном представлении и задании параметров схемы замещения обобщенной нагрузки. Так, в пространстве симметричных составляющих обобщенную нагрузку представляют в виде совокупности источника тока или ЭДС со своим сопротивлением, что соответствует схемам замещения Нортона или Тевенена. В пространстве фазных составляющих можно ограничиться пассивными элементами, где однозначного мнения по поводу структуры схемы замещения применительно к задаче распределения фактических вкладов нет.

При несимметричной нагрузке использование метода симметричных составляющих не дает никаких преимуществ по сравнению с пространством фазных составляющих. Исходя из этого, в статье рассматривается вопрос определения структуры и параметров схемы замещения линейной искажающей обобщенной нагрузки в трехфазных трехпроводных сетях в рамках пространства фазных составляющих.

Цель исследования. Разработать подход идентификации линейной обобщенной нагрузки в трехфазной трехпроводной сети в рамках пространства

фазных составляющих для задачи распределения фактических вкладов в токе общего присоединения.

Результаты исследования. Рассмотрим систему электроснабжения (СЭС) с выделенной обобщенной нагрузкой относительно ТОП, в которой производятся измерения показателей качества электрической энергии (рис. 1,а). Будем считать, что все элементы электроэнергетической системы и приемники электрической энергии обобщенной нагрузки могут вызывать только линейные (синусоидальные) искажения напряжения. Тогда схему замещения такой СЭС можно представить в виде соединения активных и пассивных элементов (рис. 1,б). Дополнительно примем допущение о пренебрежении взаимными сопротивлениями и проводимостями отдельных элементов СЭС.

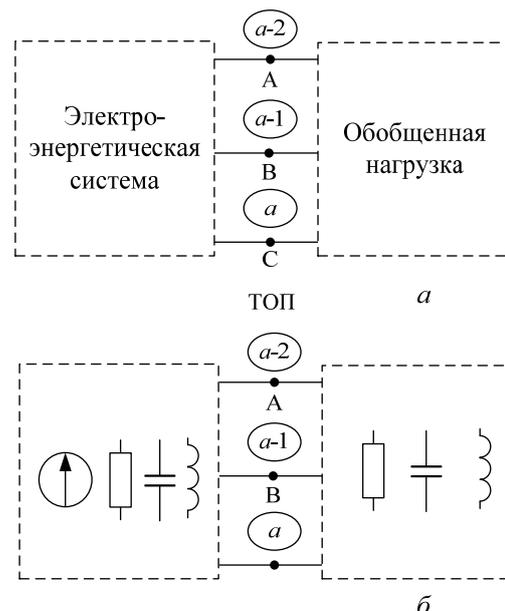


Рис. 1. Система электроснабжения: а – структурная схема относительно ТОП; б – условная схема замещения электроэнергетической системы и обобщенной нагрузки

Согласно методу узловых потенциалов общая схема замещения электроэнергетической системы и обобщенной нагрузки описывается следующим матричным уравнением:

$$\begin{pmatrix} Y_{aa} & Y_{ab} \\ Y_{ba} & Y_{bb} \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} J_a \\ J_b \end{pmatrix}, \quad (1)$$

где a – порядковый номер последнего узла со стороны схемы замещения электроэнергетической системы; b – количество независимых узлов в общей схеме замещения электроэнергетической системы и обобщенной нагрузки.

Решение уравнения (1) относительно подматрицы $\vec{\Phi}_a$ с учетом отсутствия активных элементов в схеме замещения обобщенной нагрузки имеет следующий вид:

$$(Y_{aa} + Y_{eq}) \times \vec{\Phi}_a = \vec{J}_a, \quad (2)$$

где Y_{eq} – матрица узловых проводимостей эквивалентной обобщенной нагрузки, которая характеризует структуру ее схемы замещения.

Матрица Y_{eq} определяется следующим образом:

$$Y_{eq} = -Y_{ab} \times Y_{bb}^{-1} \times Y_{ba}. \quad (3)$$

Особенностью матрицы Y_{eq} в рассматриваемом нами случае является то, что в ней все элементы, за исключением элементов блока размерностью $[3 \times 3]$, нулевые. Из этого следует, что эквивалентная схема замещения обобщенной нагрузки должна иметь три независимых узла. Этому условию соответствует структура схемы замещения, изображенная на рис. 2.

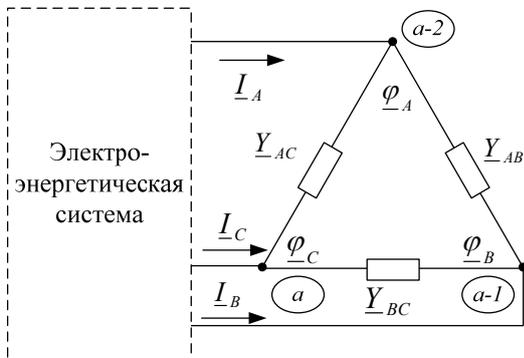


Рис. 2. Структура эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки

Рассмотрим задачу определения параметров схемы замещения обобщенной нагрузки. Исходными данными для этого являются измеряемые в ТОП фазные токи (I_A , I_B и I_C) и линейные напряжения (U_{AB} , U_{BC} и U_{AC}).

Параметры схем замещения и измеряемые параметры режима связаны между собой следующим образом:

$$\begin{cases} U_{AB} \cdot Y_{AB} + 0 \cdot Y_{BC} + U_{AC} \cdot Y_{AC} = I_A; \\ U_{BA} \cdot Y_{AB} + U_{BC} \cdot Y_{BC} + 0 \cdot Y_{AC} = I_B. \end{cases} \quad (4)$$

Система (4), состоящая из двух алгебраических линейных уравнений и содержащая три неизвестных

(Y_{AB} , Y_{BC} и Y_{AC}), является неопределенной и совместной. Ее общее решение имеет следующий вид:

$$\begin{cases} Y_{AB} = (I_A - U_{AC} \cdot Y_{AC}) / U_{AB}; \\ Y_{BC} = -(I_C + U_{AC} \cdot Y_{AC}) / U_{BC}. \end{cases} \quad (5)$$

Для определения неизвестных проводимостей Y_{AB} , Y_{BC} и Y_{AC} можно прибегнуть к переопределению системы (5) путем использования данных двух независимых, например, следующих друг за другом измерений. Применяя метод наименьших квадратов к такой системе уравнений, неизвестные проводимости будут определяться следующим образом:

$$\vec{Y} = (U^T U)^{-1} U^T \vec{I}, \quad (6)$$

где U – матрица измеренных напряжений; \vec{I} – матрица-столбец измеренных токов; \vec{Y} – матрица-столбец искоемых проводимостей.

Использование изложенного подхода определения неизвестных проводимостей требует соблюдения следующих условий. Измеренные параметры режима работы должны отображать два различных состояния СЭС, вызванные изменениями только со стороны электроэнергетической системы. С практической точки зрения такая ситуация в СЭС маловероятна, поэтому многие исследователи, например [5, 6], предлагают проводить активный эксперимент на основе принудительного коммутирования батареи конденсаторов в ТОП. Учитывая методику измерения ПКЭ, где минимальный интервал измерения параметров режима работы начинается с 0,2 с, этот подход оказывается неприемлемым. Кроме этого, результаты математического моделирования показывают высокую чувствительность решения (6) к незначительным изменениям состояния обобщенной нагрузки, а также величине возмущающего воздействия со стороны электроэнергетической системы. Как следствие, адекватное определение параметров схемы замещения обобщенной нагрузки согласно выражению (6) в условиях реальной эксплуатации является технически не реализуемым.

Рассмотрим возможность приближенного определения параметров схемы замещения обобщенной нагрузки. С этой целью обратимся к ее схеме замещения, представленной в виде соединения элементов в звезду (рис. 3).

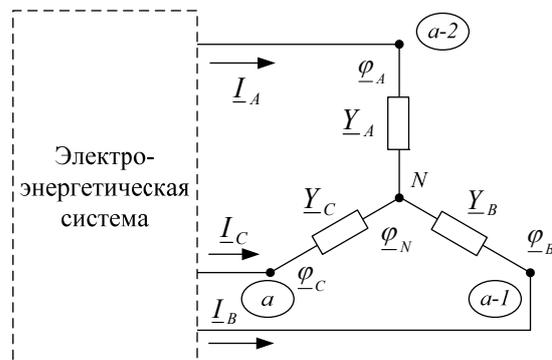


Рис. 3. Эквивалентная схема замещения обобщенной нагрузки с соединением элементов в звезду

Рассматриваемая схема замещения с четырьмя узлами описывается следующей системой трех уравнений:

$$\begin{cases} \underline{U}_A \cdot \underline{Y}_A = \underline{I}_A; \\ \underline{U}_B \cdot \underline{Y}_B = \underline{I}_B; \\ \underline{U}_C \cdot \underline{Y}_C = \underline{I}_C. \end{cases} \quad (7)$$

Как известно, точное измерение фазных напряжений в трехфазных трехпроводных сетях, из-за физического отсутствия нейтральной точки, в общем случае выполнить невозможно. Поэтому для приближенного определения фазных напряжений воспользуемся измеряемыми значениями линейных напряжений:

$$\begin{cases} \underline{U}_A^{\approx} = (\underline{U}_{AB1} \cdot e^{-j30} + \underline{U}_{AB2} \cdot e^{j30}) / \sqrt{3}; \\ \underline{U}_B^{\approx} = \underline{U}_{BA} + \underline{U}_A^{\approx}; \\ \underline{U}_C^{\approx} = \underline{U}_{CB} + \underline{U}_B^{\approx}, \end{cases} \quad (8)$$

где \underline{U}_{AB1} и \underline{U}_{AB2} - линейные напряжения прямой и обратной последовательностей соответственно.

Ошибка определения фазных напряжений для схемы замещения рис. 3 будет определяться разностью точного φ_N и приближенного $(\underline{U}_A^{\approx} + \underline{U}_B^{\approx} + \underline{U}_C^{\approx})/3$ значений потенциалов точки N (рис. 4):

$$\Delta\varphi = \varphi_N - (\underline{U}_A^{\approx} + \underline{U}_B^{\approx} + \underline{U}_C^{\approx})/3. \quad (9)$$

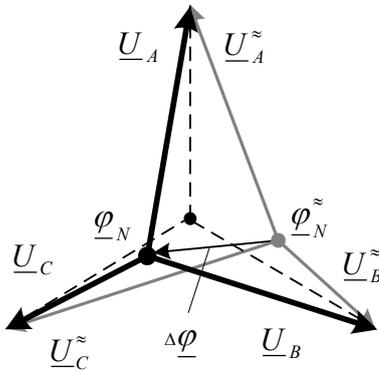


Рис. 4. Точные и приближенные значения фазных напряжений для эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки с соединением элементов в звезду (рис. 3)

Таким образом, приближенные значения проводимостей $\underline{Y}_A^{\approx}$, $\underline{Y}_B^{\approx}$ и $\underline{Y}_C^{\approx}$, вычисленные согласно (7) с учетом (8), связаны со своими точными значениями следующим равенством:

$$\underline{Y}_{ph}^{\approx} = \underline{Y}_{ph} - \underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi / \underline{U}_{ph}^{\approx}, \quad (10)$$

где символ « ph » соответствует фазе А, В или С.

Для решения задачи распределения ФВ основополагающим является разделение параметров схемы замещения на неискажающие и искажающие части [7]. При этом наиболее чувствительными к данному разделению, с точки зрения ошибок определения фазных проводимостей, оказываются неискажающие (*nondisturbing*) и искажающие (*disturbing*) части,

используемые для распределения ФВ по несимметрии напряжений:

$$\begin{cases} \underline{Y}_{ph}^{nondis} = (\underline{Y}_A + \underline{Y}_B + \underline{Y}_C) / 3; \\ \underline{Y}_{ph}^{dis} = \underline{Y}_{ph} - \underline{Y}_{ph}^{nondis}. \end{cases} \quad (11)$$

Исходя из этого, проведем анализ ошибок определения неискажающих и искажающих частей параметров эквивалентной схемы замещения обобщенной нагрузки для двух характерных случаев, когда на шинах сбалансированной и несбалансированной нагрузок имеет место несимметричное напряжение.

При сбалансированной нагрузке с несимметричным напряжением ошибки определения $\underline{Y}_{ph}^{nondis}$ и \underline{Y}_{ph}^{dis} составляют:

$$\delta \underline{Y}_{ph}^{nondis} = \frac{\underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi}{3} \cdot \left(\frac{1}{\underline{U}_A^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_B^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_C^{\approx}} \right); \quad (12)$$

$$\delta \underline{Y}_{ph}^{dis} = \underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi / \underline{U}_{ph}^{\approx} - \frac{\underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi}{3} \cdot \left(\frac{1}{\underline{U}_A^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_B^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_C^{\approx}} \right). \quad (13)$$

Упростим множитель $\left(\frac{1}{\underline{U}_A^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_B^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_C^{\approx}} \right)$ в предположении, что $\left| \frac{\underline{U}_{A2}^{\approx}}{\underline{U}_{A1}^{\approx}} \right| \ll 1$:

$$\begin{aligned} & \left(\frac{1}{\underline{U}_{A1}^{\approx} + \underline{U}_{A2}^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_B^{\approx}} + \frac{1}{\underline{U}_C^{\approx}} \right) \approx \\ & \approx - \left(\frac{\underline{U}_{A2}^{\approx}}{(\underline{U}_{A1}^{\approx})^2} + \frac{\underline{U}_{B2}^{\approx}}{(\underline{U}_{B1}^{\approx})^2} + \frac{\underline{U}_{C2}^{\approx}}{(\underline{U}_{C1}^{\approx})^2} \right) = - \frac{3 \cdot \underline{U}_{A2}^{\approx}}{(\underline{U}_{A1}^{\approx})^2}. \end{aligned} \quad (14)$$

Тогда с учетом (14) приближенное значение $\delta \underline{Y}_{ph}^{nondis}$ составит:

$$\delta \underline{Y}_{ph}^{nondis} \approx - \underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi \cdot \frac{\underline{U}_{A2}^{\approx}}{(\underline{U}_{A1}^{\approx})^2}. \quad (15)$$

Принимая во внимание, что множитель $\underline{U}_{A2}^{\approx} / (\underline{U}_{A1}^{\approx})^2$ на два порядка уменьшает результат произведения $\underline{Y}_{ph} \cdot \Delta\varphi$ в (15), величину погрешности $\delta \underline{Y}_{ph}^{nondis}$ можно считать стремящейся к нулю. Так, например, при $|\Delta\varphi|$ равном 10 % от модуля фазного значения прямой последовательности $|\underline{U}_{A1}^{\approx}|$ и $|\underline{U}_{A2}^{\approx}|$ равном 4 % от $\left| (\underline{U}_{A1}^{\approx})^2 \right|$ ошибка определения $\underline{Y}_{ph}^{nondis}$ сбалансированной нагрузки будет иметь порядок $-0,004 \cdot \underline{Y}_{ph}$, что в относительных единицах соответствует $-0,4\%$.

Ошибка $\delta \underline{Y}_{ph}^{dis}$ с учетом (14) будет приближенно определяться следующим образом:

$$\delta Y_{-ph}^{dis} \approx Y_{-ph} \cdot \Delta \varphi \cdot \left(\frac{1}{U_{-ph}^{\approx}} + \frac{U_{A2}^{\approx}}{(U_{A1}^{\approx})^2} \right). \quad (16)$$

Учитывая, что $U_{A2}^{\approx}/(U_{A1}^{\approx})^2$ величина второго порядка малости относительно $1/U_{-ph}^{\approx}$, можем записать:

$$\delta Y_{-ph}^{dis} \approx Y_{-ph} \cdot \frac{\Delta \varphi}{U_{-ph}^{\approx}}. \quad (17)$$

Как видно из (17), значение ошибки δY_{-ph}^{dis} будет определяться величиной $\Delta \varphi$. Так, например, при $|\Delta \varphi| = 0,1$ $|U_{-ph}^{\approx}|$ порядок ошибки δY_{-ph}^{dis} составит $0,1 Y_{-ph}$ при истинном значении $Y_{-ph}^{dis} = 0$.

При несбалансированной нагрузке с несимметричным напряжением имеем:

$$\delta Y_{-ph}^{nondis} = \frac{1}{3} \cdot \left(\begin{aligned} & \underline{Y}_A \cdot \left| \frac{\Delta \varphi}{U_A^{\approx}} \right| \cdot e^{j(\alpha - \varphi_A)} + \underline{Y}_B \cdot \left| \frac{\Delta \varphi}{U_B^{\approx}} \right| \times \\ & \times e^{j(\alpha - \varphi_B)} + \underline{Y}_C \cdot \left| \frac{\Delta \varphi}{U_C^{\approx}} \right| \cdot e^{j(\alpha - \varphi_C)} \end{aligned} \right). \quad (18)$$

$$\delta Y_{-ph}^{dis} = \underline{Y}_{-ph} \cdot \Delta \varphi / U_{-ph}^{\approx} - \frac{1}{3} \cdot \left(\begin{aligned} & \underline{Y}_A \left| \frac{\Delta \varphi}{U_A^{\approx}} \right| \cdot e^{j(\alpha - \varphi_A)} + \\ & + \underline{Y}_B \left| \frac{\Delta \varphi}{U_B^{\approx}} \right| \cdot e^{j(\alpha - \varphi_B)} + \underline{Y}_C \left| \frac{\Delta \varphi}{U_C^{\approx}} \right| \cdot e^{j(\alpha - \varphi_C)} \end{aligned} \right), \quad (19)$$

где $\alpha = \arg(\Delta \varphi)$; $\varphi_{ph} = \arg(U_{-ph}^{\approx})$.

Допустим, что значения фазных напряжений (U_A^{\approx} , U_B^{\approx} и U_C^{\approx}) приближенно можно считать симметричными. Тогда с учетом возможности произвольного поворота системы векторов имеем:

$$\begin{aligned} & \underline{Y}_A \left| \frac{\Delta \varphi}{U_A^{\approx}} \right| \cdot e^{j0} + \underline{Y}_B \left| \frac{\Delta \varphi}{U_B^{\approx}} \right| \cdot e^{j120} + \underline{Y}_C \left| \frac{\Delta \varphi}{U_C^{\approx}} \right| \cdot e^{j240} \approx \\ & \approx \left| \frac{\Delta \varphi}{U_{-ph}^{\approx}} \right| \cdot \left[\underline{Y}_A^{dis} \cdot e^{j0} + \underline{Y}_B^{dis} \cdot e^{j120} + \underline{Y}_C^{dis} \cdot e^{j240} \right] \end{aligned} \quad (20)$$

Если предположить, что аргументы искажающих частей проводимостей (\underline{Y}_A^{dis} , \underline{Y}_B^{dis} и \underline{Y}_C^{dis}) таковы, что их умножение на единичные векторы e^{j0} , e^{j120} и e^{j240} в сумме дадут вектор $|\underline{Y}_A^{dis}| + |\underline{Y}_B^{dis}| + |\underline{Y}_C^{dis}|$, то модуль ошибки δY_{-ph}^{nondis} для случая несбалансированной нагрузки может быть оценен следующим неравенством:

$$\left| \delta Y_{-ph}^{nondis} \right| < \left| \frac{\Delta \varphi}{U_{-ph}^{\approx}} \right| \cdot \left| Y_{-ph \max}^{dis} \right|, \quad (21)$$

где $Y_{-ph \max}^{dis}$ - максимальная фазная искажающая проводимость, которая для крайнего случая (несимметричная нагрузка, соединенная по схеме звезда (рис. 3), задана одним плечом) равна:

$$Y_{-ph \max}^{dis} = \frac{2}{3} Y_{-ph}. \quad (22)$$

Таким образом, для $|\Delta \varphi| = 0,1$ $|U_{-ph}^{\approx}|$ имеем

$$\left| \delta Y_{-ph}^{nondis} \right| < 0,067 \cdot \left| Y_{-ph} \right|.$$

Рассмотрим ошибку δY_{-ph}^{dis} с учетом того, что второе слагаемое в (19) представляет собой δY_{-ph}^{nondis} (21):

$$\delta Y_{-ph}^{dis} \approx \frac{\Delta \varphi}{U_{-ph}^{\approx}} \cdot \left(Y_{-ph} - \delta Y_{-ph}^{nondis} \right). \quad (23)$$

С учетом (22) модуль максимального значения ошибки δY_{-ph}^{dis} может быть оценен таким неравенством:

$$\left| \delta Y_{-ph \max}^{dis} \right| < \left| \frac{\Delta \varphi}{U_{-ph}^{\approx}} \right| \cdot \frac{5}{3} \left| Y_{-ph} \right|. \quad (24)$$

Количественно, при $|\Delta \varphi| = 0,1$ $|U_{-ph}^{\approx}|$, $\left| \delta Y_{-ph \max}^{dis} \right| < 0,17 \cdot \left| Y_{-ph} \right|$.

Из проведенного анализа ошибок δY_{-ph}^{nondis} и δY_{-ph}^{dis} следует, что неискажающие части проводимостей сбалансированной и несбалансированной обобщенной нагрузки могут быть определены с достаточно высокой точностью. Определение искажающих частей характеризуется значительными ошибками, соизмеримыми с точными значениями искомым величин.

Выводы. Структура эквивалентной схемы замещения линейной обобщенной нагрузки в трехфазных трехпроводных сетях определяется тремя независимыми узлами, что соответствует схеме соединения элементов в треугольник. Точное определение параметров этой схемы замещения на основе методики измерения показателей качества электрической энергии является технически не реализуемым. Предложен способ приближенного определения параметров эквивалентной схемы замещения линейной обобщенной нагрузки, основанный на приближенном определении фазных напряжений. Ошибки вычисления неискажающих частей параметров эквивалентной схемы замещения линейной обобщенной нагрузки характеризуются незначительными величинами, которыми можно пренебречь. Ошибки вычисления искажающих частей могут достигать величин, соизмеримых с точными значениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Kartashev I., Tulsy V., Shamonov R. Assessing of impact of disturbing load on power quality // 17th International

Conference on Electricity Distribution. Barcelona, 12-15 May, 2003. pp. 1-5.

2. Жежеленко И.В., Шидловский А.К., Пивняк Г.Г., Саенко Ю.Л., Нойбергер Н.А. Электромагнитная совместимость потребителей. – М.: Машиностроение, 2012. – 349 с.

3. Чэпман Д. Цена низкого качества электроэнергии // Энергосбережение. – 2004. – №1. – С. 66-69.

4. Sayenko Yu., Kalyuzhniy D. Analytical methods for determination of the factual contributions impact of the objects connected to power system on the distortion of symmetry and sinusoidal waveform of voltages. *Przeglad Elektrotechniczny*. – 2015. – vol.11. – pp. 81-85. doi: 10.15199/48.2015.11.23.

5. Гамазин С.И., Петрович В.А. Определение фактического вклада потребителя в искажении параметров качества электрической энергии // Промышленная энергетика. – 2003. – №1. – С. 32-38.

6. Aiqiang Pan, Jian Zhou. Power quality analysis and harmonic tracing in city grid based on big monitoring data // 23rd International Conference on Electricity Distribution. Lyon, 15-18 June 2015. pp. 1-4.

7. Sayenko Y., Sukhonos M., Kalyuzhniy D., Bolgov V. Mathematical model for real-time assessment of contributions of disturbing sources to power quality level at a Point of Common Coupling // 10th Electric Power Quality and Supply Reliability (PQ) Conference. Tallinn, 29-31 August, 2016, pp. 29-35. doi: 10.1109/pq.2016.7724085.

REFERENCES

1. Kartashev I., Tulsy V., Shamonov R. Assessing of impact of disturbing load on power quality. *17th International Conference on Electricity Distribution*. Barcelona, 12-15 May, 2003. pp. 1-5.

2. Zhezhelenko I.V., Shidlovskiy A.K., Pivnyak G.G., Sayenko Yu.L., Noyberger N.A. *Elektromagnitnaya sovmestimost potrebiteley* [Electromagnetic compatibility of customers]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 2012. 349 p. (Rus).

3. Chepmen D. Price of low power quality. *Energoberezhnie - Energy Saving*, 2004, no.1, pp. 66-69. (Rus).

4. Sayenko Yu., Kalyuzhniy D. Analytical methods for determination of the factual contributions impact of the objects connected to power system on the distortion of symmetry and sinusoidal waveform of voltages. *Przeglad Elektrotechniczny*, 2015, vol.11, pp. 81-85. doi: 10.15199/48.2015.11.23.

5. Gamazin S.I., Petrovich V.A. Determining the actual contribution of the consumer in the distortion of the quality parameters of electric energy. *Promyshlennaya energetika*, 2003, no.1, pp. 38-42. (Rus).

6. Aiqiang Pan, Jian Zhou. Power quality analysis and harmonic tracing in city grid based on big monitoring data. *23rd International Conference on Electricity Distribution*. Lyon, 15-18 June 2015. pp. 1-4.

7. Sayenko Y., Sukhonos M., Kalyuzhniy D., Bolgov V. Mathematical model for real-time assessment of contributions of disturbing sources to power quality level at a Point of Common Coupling. *10th Electric Power Quality and Supply Reliability (PQ) Conference*, Tallinn, 29-31 August, 2016, pp. 29-35. doi: 10.1109/pq.2016.7724085.

Поступила (received) 29.09.2016

Саенко Юрий Леонидович¹, д.т.н., проф.,
Калюжный Дмитрий Николаевич², к.т.н., доц.,

¹ Приазовский государственный технический университет,
87500, Мариуполь, ул. Университетская, 7,
тел/phone +38 0629 446551, e-mail: YuriSayenko@mail.ru

² Харьковский национальный университет
городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,
61002, Харьков, ул. Революции, 12,
тел/phone +38 050 5606835, e-mail: KalyuzhniyDN@mail.ru

Yu.L. Sayenko¹, D.N. Kalyuzhniy²

¹ Pryazovskyi State Technical University,
7, Universytets'ka Str., Mariupol, 87500, Ukraine.

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

Identification of generalized linear load in three-phase three-wire network in the problem of the distribution of actual contributions at the point of common coupling.

Purpose. To perform structural and parametric identification of generalized load equivalent circuit of three-phase three-wire load in the network in the space of phase components. **Methodology.** Underlying structural identification methods are matrix analysis of electrical circuits. Parametric identification is based on the basic laws of electrical engineering. **Results.** The structure of a generalized load equivalent circuit is composed in three independent nodes. An approximate method for determining its parameters is proposed. The estimation error determination undistorted and distorted parts of the parameters of generalized load equivalent circuit. **Originality.** Approximate determination of equivalent circuit parameters are based on the results of a single measurement of voltages and phase currents. **Practical value.** The proposed replacement structure and a method for determining its parameters of the circuit can be used in the problem of the distribution of actual contributions at the point of common coupling. References 7, tables 1, figures 4.

Key words: equivalent circuit of linear generalized load, actual contribution, point of common coupling.

И.В. Хоменко, С.К. Березка, И.В. Поляков

АНАЛИЗ ОПТИМАЛЬНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ В УСЛОВИЯХ ЭКСПЛУАТАЦИИ

Приведені теоретичні і практичні положення оптимальності режимів роботи трансформаторного устаткування на підстанції при їх паралельній роботі. Розрахунки адаптовані для реальних умов експлуатації для енергетики України. Бібл. 9, табл. 1, рис. 2.

Ключові слова: трансформаторне устаткування, паралельна робота, оптимальний режим, реактивна потужність, економічно доцільний режим.

Приведены теоретические и практические положения оптимальности режимов работы трансформаторного оборудования на подстанции при их параллельной работе. Расчеты адаптированы для реальных условий эксплуатации для энергетики Украины. Библ. 9, табл. 1, рис. 2.

Ключевые слова: трансформаторное оборудование, параллельная работа, оптимальный режим, реактивная мощность, экономически целесообразный режим.

Введение. В энергосистеме Украины в эксплуатации находится более 100 высоковольтных подстанций. В тоже время в параллельной работе могут находиться до четырех трансформаторов на одной подстанции. При этом существенная часть от всех потерь электроэнергии приходится на потери в трансформаторах. Поэтому любые экономически целесообразные режимы работы трансформаторов на подстанциях относятся к эффективным мероприятиям по снижению потерь электроэнергии.

Теоретические исследования дают достаточно корректные рекомендации по оптимизации работы трансформаторного оборудования, основанные на каталожных данных. Однако в реальных условиях эксплуатации вследствие старения отдельных элементов трансформатора приходится оперировать паспортными или экспериментальными значениями. Эксперименты показывают, что наиболее изменяется величина потерь холостого хода (ХХ). При эксплуатации трансформатора свыше 20 лет величина потерь может увеличиваться на 1,75 % в год [1].

Анализ последних исследований и публикаций. Проблемой снижения потерь в силовых трансформаторах занимаются многие ученые как отечественные, так и зарубежные. В конечном итоге все сводится к неоднозначной задаче определения оптимального критерия работы трансформаторного оборудования на подстанциях. Наибольшее распространение получили графо-аналитические методы.

Критерий оптимизации в виде минимума активных потерь мощности представлен в [2]. Такой подход отличается простотой, дает хорошие качественные результаты, однако в условиях эксплуатации требует существенных дополнений.

В [3] рассмотренный выше критерий разработан с учетом потоков реактивных мощностей. Предложенная методика повышает точность расчетов, приближая теоретические выкладки к реальным практическим результатам в условиях эксплуатации.

Критерий оптимизации в виде минимума потерь энергии представлен в [4]. Такой подход в различных интерпретациях находит сегодня широкое применение в различных нормативных и научно-практических

материалах. Эти критерии достаточно эффективны, но требуют достаточно точного и достоверного определения времени включения в работу силовых трансформаторов.

Критерии оптимизации с учетом величины КПД трансформатора представлены в [5]. Такое комплексное сочетание важнейших характеристик трансформаторного оборудования требует четких выкладок и обоснований [6], но однозначно представляет большой научный и практический интерес.

Связь критериев оптимизации и срока службы силовых трансформаторов представлена в [7].

Основываясь на литературных источниках и широко статистическом материале можно сделать следующий вывод: любые критерии оптимизации отражают те или иные стороны эффективной работы силовых трансформаторов. Решение вопроса практической ценности критериев оптимальной работы параллельно включенных трансформаторов невозможно без учета надежности схем электроснабжения, графиков нагрузки, времени включения, технического состояния основного энергетического оборудования (трансформаторы, выключатели).

Целью исследований является сравнительный анализ оптимальных режимов параллельной работы трансформаторного оборудования для различных условий эксплуатации: для однотипных и разнотипных трансформаторов, с учетом и без учета потоков реактивной мощности. В качестве критерия оптимизации использован минимум суммарных потерь активной мощности. С учетом всего вышеизложенного эта проблема представляет собой актуальную научно-практическую задачу [6, 8].

Теоретические положения. Наиболее экономичный режим работы трансформаторов соответствует нагрузке, пропорциональной их номинальной мощности [9].

Экономическое распределение нагрузок между параллельно работающими трансформаторами наступает в том случае, если их параметры одинаковы. К сожалению, на практике не всегда удается достигнуть такого положения, что бы на каждой подстанции

© И.В. Хоменко, С.К. Березка, И.В. Поляков

трансформаторы были однотипны. При этом нагрузка трансформаторов будет несколько отличаться от экономической из-за появления уравнивающих токов.

Для определения наиболее экономичного режима работы трансформаторов строят зависимости потерь трансформаторов от мощности его нагрузки $\Delta P_T = f(S)$.

Рассмотрим подстанцию с n -параллельно работающими однотипными трансформаторами. Потери мощности в однотипных трансформаторах без учета потоков реактивной мощности находятся по формуле:

$$\Delta P_T = n \cdot \Delta P_0 + \frac{1}{n} \cdot \frac{\Delta P_k \cdot S^2}{S_{rat}^2}, \quad (1)$$

где n – количество параллельно работающих трансформаторов; ΔP_0 – потери холостого хода трансформатора; ΔP_k – потери короткого замыкания (КЗ) трансформатора; S – мощность нагрузки; S_{rat} – номинальная мощность трансформатора.

Потери мощности в однотипных трансформаторах с учетом потоков реактивной мощности находятся по формуле:

$$\Delta P_T = n \cdot (\Delta P_0 + K \cdot Q_{Fe}) + \frac{1}{n} \cdot \frac{(\Delta P_k + K \cdot Q_{Cu}) \cdot S^2}{S_{rat}^2}, \quad (2)$$

где K – коэффициент, равный 0,08;

$$Q_{Fe} = \frac{I_0 \cdot S_{rat}}{100} \quad (3)$$

– потери реактивной мощности в стали, I_0 – ток холостого хода трансформатора;

$$Q_{Cu} = \frac{U_k \cdot S_{rat}}{100} \quad (4)$$

– потери реактивной мощности в меди, U_k – напряжение короткого замыкания трансформатора.

Если установленные на подстанции трансформаторы разнотипны или различны по мощности, то они будут иметь разные потери P_0 и P_k . Применять при этих условиях указанных выше неравенства нельзя. Тогда для выбора числа параллельно включенных трансформаторов пользуются кривыми приведенных потерь. Их строят на координатной плоскости для каждого трансформатора и для нескольких одновременно [3].

Потери мощности для разнотипных трансформаторов без учета потоков реактивной мощности:

$$\Delta P_T = \sum P_0 + \sum P_k \cdot \frac{\sum S^2}{\sum S_{rat}^2}. \quad (5)$$

Потери мощности для разнотипных трансформаторов с учетом потоков реактивной мощности:

$$P_T = \sum (P_0 + K \cdot Q_{Fe}) + \sum (P_k + K \cdot Q_{Cu}) \cdot \frac{\sum S^2}{\sum S_{rat}^2}. \quad (6)$$

Если на подстанции установлено n трехобмоточных трансформаторов с мощностями всех трех обмоток, равными номинальной мощности S_T трансформатора, то по оси абсцисс следует откладывать нагрузку S_{SUB} подстанции:

$$S_{sub} = \sqrt{(S_{LV}^2 + S_{MV}^2 + S_{HV}^2)} / 2. \quad (7)$$

Действительно, в этом случае выражение примет вид:

$$\Delta P_{sub} = n \cdot \Delta P_0 + \frac{R_{100}}{n} \cdot \left(\frac{S_{HV}^2 + S_{MV}^2 + S_{LV}^2}{U_{rat}^2} \right), \quad (8)$$

где R_{100} – приведенное активное сопротивление обмотки, мощность которой равна 100 % от S_T :

$$R_{100} = \Delta P_k \cdot U_{rat}^2 / (2S_T^2). \quad (9)$$

Подставив последнее соотношение в (8), с учетом (7) получим

$$\Delta P_{sub} = n \cdot \Delta P_0 + \frac{P_k}{n} \cdot \left(\frac{S_{sub}}{S_T} \right)^2. \quad (10)$$

В тех случаях, когда мощность обмотки низкого напряжения (НН) трансформатора составляет 50, 40, или 25 % номинальной, сопротивление R_{100} надо соответственно увеличить в 2, 2,5 или 4 раза, после чего оно будет равно приведенному сопротивлению обмотки НН. Если через «а» обозначить коэффициент приведения сопротивления, то в общем виде значение фиктивной нагрузки трехобмоточных трансформаторов можно представить так:

$$S_{sub} = \sqrt{(aS_{LV}^2 + S_{MV}^2 + S_{HV}^2)} / 2. \quad (11)$$

Расчетная часть. В качестве исходных данных для расчетных примеров используем паспортные данные трансформаторов ТРДН-80000/110 и ТРДН-63000/110 сроком эксплуатации 32 и 37 лет соответственно (табл. 1). Расчеты проведены в среде *MathCad*.

Таблица 1

Паспортные данные трансформаторов

	ТРДН 80000/110	ТРДН- 63000/110
Номинальная мощность S_{rat} , МВА	80	63
Потери КЗ ΔP_k , МВт	0,310	0,245
Потери ХХ ΔP_0 , МВт	0,0696	0,06
Ток ХХ I_0 , %	0,5	0,5
Напряжение КЗ U_k , %	10,5	10,5
K	0,08	0,08

Пример 1.

Оптимизируем работу однотипных ТРДН-80000/110 трансформаторов $n = 3$ без учета потоков реактивной мощности.

Суммарные потери, зависящие от числа параллельно работающих трансформаторов (n) и нагрузки (S), определяются по выражению (1).

Диапазон изменения нагрузки $S = 0...110$ МВА. Зоны оптимизации приведены на рис. 1,а.

Пример 2.

Оптимизируем работу однотипных ТРДН-80000/110 трансформаторов $n = 3$ с учетом потоков реактивной мощности.

Потери реактивной мощности в стали определяются по выражению (3) $Q_{Fe} = 0,4$ МВар, а в меди – по выражению (4) $Q_{Cu} = 8,4$ МВар.

Суммарные потери с учетом потерь реактивной мощности определяются по выражению (2).

Диапазон изменения нагрузки $S = 0...100$ МВА. Зоны оптимизации приведены на рис. 1,б.

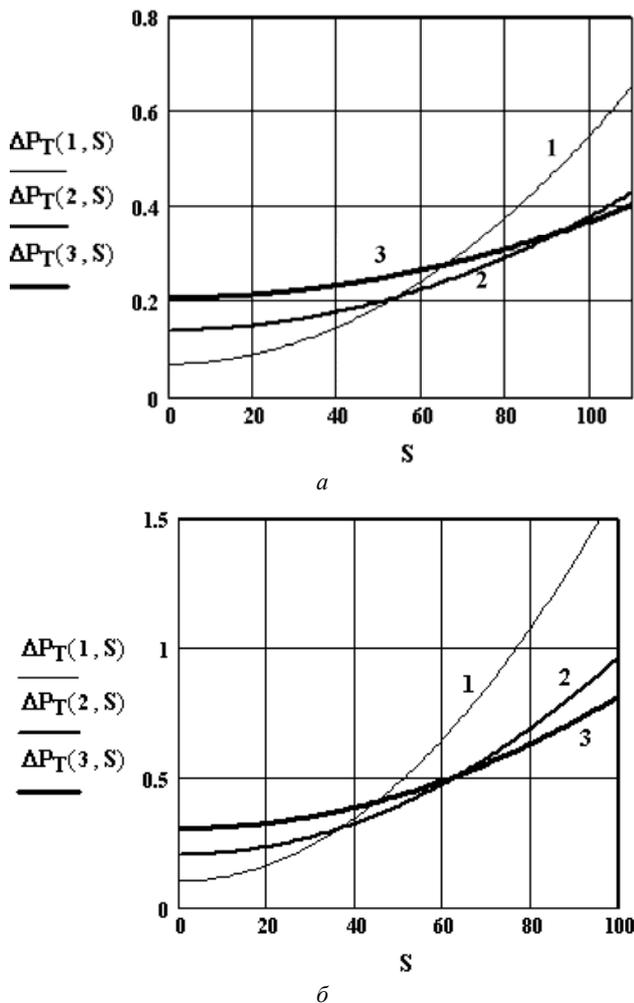


Рис. 1. Зависимость потерь мощности от нагрузки и числа однотипных трансформаторов ТРДН-80000/110 (1 – работает один трансформатор; 2 – работают два трансформатора; 3 – работают три трансформатора): а – без учета потоков реактивной мощности; б – с учетом потоков реактивной мощности

Пример 3.

Оптимизируем работу разнотипных ТРДН-80000/110 и ТРДН-63000/110 трансформаторов без учета потоков реактивной мощности.

$$\Delta P_{T1}(S) := \Delta P_{0,1} + \frac{\Delta P_{k1} \cdot S^2}{S_{rat1}^2} \text{ – потери в ТРДН-80000/110,}$$

80000/110,

$$\Delta P_{T2}(S) := \Delta P_{0,2} + \frac{\Delta P_{k2} \cdot S^2}{S_{rat2}^2} \text{ – потери в ТРДН-63000/110,}$$

63000/110,

Суммарные потери определяются по формуле (5).

Диапазон изменения нагрузки $S = 0 \dots 60$ МВА.

Зоны оптимизации приведены на рис. 2,а.

Пример 4.

Оптимизируем работу разнотипных трансформаторов ТРДН-80000/110 и ТРДН-63000/110 с учетом потоков реактивной мощности.

Потери реактивной мощности в стали и в меди приведенных трансформаторов определяются по выражениям (3) – (4): $Q_{Fe1} = 0,4$ МВар, $Q_{Cu1} = 8,4$ МВар, $Q_{Fe2} = 0,315$ МВар, $Q_{Cu2} = 6,615$ МВар.

$$\Delta P_{T1}(S) := (\Delta P_{0,1} + K \cdot Q_{Fe1}) + \frac{(\Delta P_{k1} + K \cdot Q_{Cu1}) \cdot S^2}{S_{rat1}^2} \text{ .-}$$

потери в ТРДН-80000/110,

$$\Delta P_{T2}(S) := (\Delta P_{0,2} + K \cdot Q_{Fe2}) + \frac{(\Delta P_{k2} + K \cdot Q_{Cu2}) \cdot S^2}{S_{rat2}^2} \text{ .-}$$

потери в ТРДН-63000/110,

Суммарные потери определяются по формуле (6).

Диапазон изменения нагрузки $S = 0 \dots 40$ МВА.

Зоны оптимизации приведены на рис. 2,б.

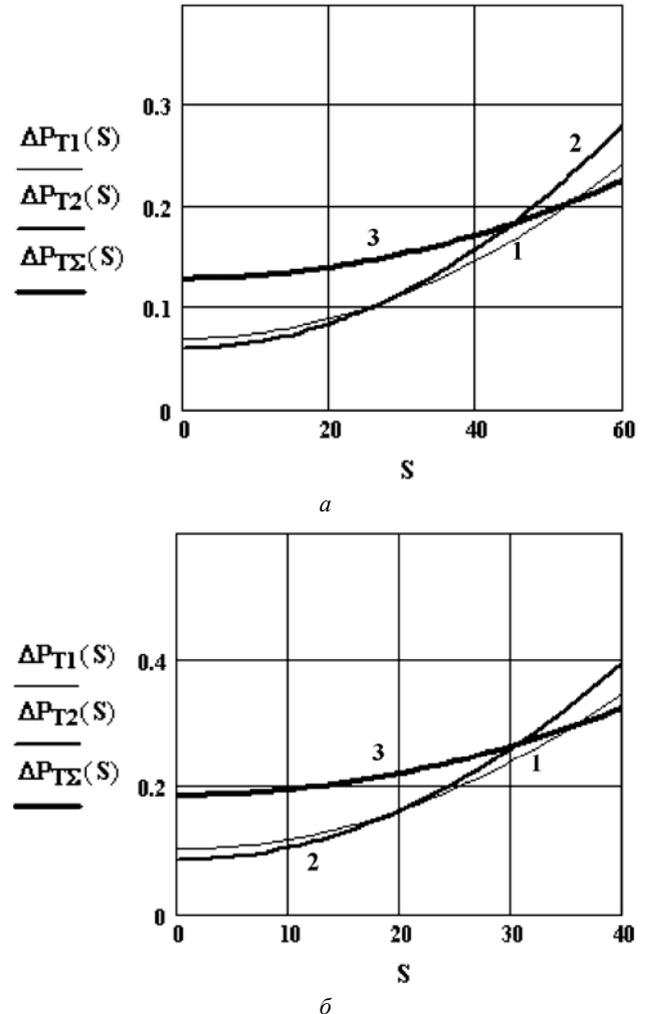


Рис. 2. Зависимость потерь мощности в разнотипных трансформаторах от нагрузки (1 – работает трансформатор ТРДН-80000/110; 2 – работает трансформатор ТРДН-63000/110; 3 – работают оба трансформатора): а – без учета потоков реактивной мощности; б – с учетом потоков реактивной мощности

Выводы.

В результате проведенных расчетов установлены области оптимизации трансформаторного оборудования подстанции при их параллельной работе. Расчеты проведены для реальных условий эксплуатации: для однотипных и разнотипных трансформаторов, с учетом и без учета потоков реактивной мощности.

Сравнительный анализ показывает погрешности, к которым приводит использование отдельных методик оптимизации, что в конечном итоге и определяет допустимость их использования. Максимальная

погрешность, обусловленная различием каталожных и паспортных данных для рассмотренных случаев, не превышает 20 %

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Коротков В.В., Козлов А.Б., Коротков А.В. Количественная оценка зависимости потерь холостого хода силовых трансформаторов от срока эксплуатации // Труды ИГЭУ. – 2007. – №8. – С. 351-356.
2. Радкевич В.Н., Трушников А.Л. О выборе критерия оптимизации работы силового трансформатора // Энергия и менеджмент. – 2004. – № 4-5. – С. 32-33.
3. Филатов А.А. Обслуживание электрических подстанций оперативным персоналом. – М.: Энергоатомиздат, 1990. – 304 с.
4. Методика визначення нераціонального (неефективного) використання паливно-енергетичних ресурсів [Текст] / – К.: НАЕР, 2009. – 134 с.
5. Фурсанов М.И. Методология и практика определения и анализа потерь электроэнергии в электрических сетях энергосистем: автореф. дис. ... докт. техн. наук / М.И. Фурсанов. – Минск, 2002. – 39 с.
6. Гончар А.А. О критериях оптимизации работы силового трансформатора // Энергия и менеджмент. – 2004. – №2. – С. 45.
7. Балабин А.А. Разработка методики расчета потерь электроэнергии в магнитопроводах длительно эксплуатирующихся силовых трансформаторов: автореф. дис. ... канд. техн. наук / А.А. Балабин. – Орел, 2009. – 18 с.
8. Куценко Г.Ф., Парфенов А.А. Выбор трансформаторов распределительных сетей 6-10 кВ по минимуму потерь электроэнергии // Энергоэффективность. – 2001. – №11. – С. 18-19.
9. Идельчик В.И. Электрические системы и сети: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1989. – 592 с.

REFERENCES

1. Korotkov V.V., Kozlov A.B., Korotkov A.V. Quantification of losses depending on the idling of power transformers lifetime. *Proceedings of the Ivanovo State Power University*, 2007, iss.8, pp. 351-356. (Rus).
2. Radkevich V.N., Trutnikov A.L. On the choice of optimization of the criterion power transformer. *Energy and management*, 2004, no.4-5, pp. 32-33. (Rus).
3. Filatov A.A. *Obsluzhivanie elektricheskikh podstantsiy operativnyim personalom* [Service of electric substations by operation personnel]. Moscow, Energoatomisdat Publ., 1990. 304 p. (Rus).
4. *Metodyka vyznachennia neratsionalnogo vykorystannia palyvno-energetychnyh resursiv*. [Method of determining the irrational (inefficient) use of energy resources]. Kyiv, NAER Publ., 2009. 134 p. (Ukr).

5. Fursanov M.I. *Metodologia i praktika opredelenia i analiza poter elektroenergii*. Autoref. diss. dokt. tekhn. nauk [Methodology and practice of identification and analysis of power losses in electric networks of power supply. Abstracts of doct. tech. sci. diss.] Minsk, 2002. 39 p. (Rus).
6. Gonchar A.A. On criteria for optimization of the power transformer. *Energy and management*, 2004, no.2, p. 45. (Rus).
7. Balabin A.A. *Razrabotka metodiki raschete poter elektroenergii v magniti provodah dlitelno ekspluatiruyuschihsia transformatorov*. Autoref. diss. kand. tekhn. nauk [Development of the method of calculating energy losses in magnetic wires long maintained power transformers. Abstracts of cand. tech. sci. diss.]. Orel, 2009. 18 p. (Rus).
8. Kutsenko G.F., Parfenov A.A. Selecting distribution transformers 6-10 kV at a minimum electricity losses. *Energy efficiency*, 2001, no.11, pp. 18-19. (Rus).
9. Idelchik V.I. *Elektricheskie sistemy i seti: Uchebnik dlia vuzov* [Electrical Systems and Grids: Textbook for high schools]. Moscow, Energoatomisdat Publ., 1989. 592 p. (Rus).

Поступила (received) 01.09.2016

Хоменко Игорь Васильевич¹, к.т.н. доц.,
Березка Сергей Константинович¹, к.т.н., ст. преп.,
Поляков Игорь Владимирович¹, к.т.н., доц.,
¹ Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61002, Харьков, ул. Кирпичева, 21,
e-mail: igor.v.khomenko@gmail.com, serg.berezka@gmail.com

I.V. Khomenko¹, S.K. Berezka¹, I.V. Poliakov¹
¹ National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
21, Kyrychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Analysis of optimum operating modes of power transformers under operating conditions.

Purpose. The study of parallel operation optimal modes of transformer equipment for a variety of operating conditions: same or different types of transformers, with or without reactive power flows. **Methodology.** Losses of energy in transformers make 30 % of all losses. Therefore the choice of the economically justified parallel operation of transformers is effective action to reduce losses. Typically, in the calculations of reactive power flows in the transformers are not taken into account. It is interesting to analyze the optimal operating conditions of transformers with and without reactive power flows. **Results.** Calculations for transformers in distribution networks showed that the inclusion of reactive power flows in transformers significant impact on the calculated optimum regimes of transformers. References 9, tables 1, figures 2.

Key words: transformer equipment, parallel operation, optimal mode, reactive power, economically reasonable mode.