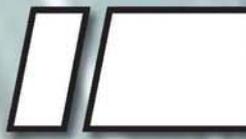


ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2018/1



EIE Електротехніка і Електромеханіка

Electrical Engineering

& Electromechanics

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Електротехнічні комплекси та системи.

Силова електроніка

Теоретична електротехніка та електрофізика

Техніка сильних електричних та магнітних полів.

Кабельна техніка

Безпека електрообладнання

Ювілеї

Інформація

З 2016р. журнал індексується у міжнародній

наукометричній базі Web of Science

Core Collection: Emerging Sources

Citation Index



«ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА»

НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

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

Журнал засновано у 2002 р.

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



«ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS»

INTERNATIONAL EDITORIAL BOARD

- Klymenko B.V.** Editor-in-Chief, Professor, National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute" (NTU "KhPI"), Ukraine
Sokol Ye.I. Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, rector of NTU "KhPI", Ukraine
Rozov V.Yu. Deputy Editor, Professor, Corresponding member of NAS of Ukraine, Director of State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine"(SI "ITPM NASU"), Kharkiv, Ukraine
Batygin Yu.V. Professor, Kharkiv National Automobile and Highway University, Ukraine
Bíró O. Professor, Institute for Fundamentals and Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Bolyukh V.F. Professor, NTU "KhPI", Ukraine
Doležel I. Professor, University of West Bohemia, Pilsen, Czech Republic
Féliachi M. Professor, University of Nantes, France
Gurevich V.I. Ph.D., Honorable Professor, Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, Haifa, Israel
Kildishev A.V. Associate Research Professor, Purdue University, USA
Kuznetsov B.I. Professor, SI "ITPM NASU", 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, NTU "KhPI", Ukraine
Rožanov Yu.K. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Russia
Shkolnik A.A. Ph.D., Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corporation, member of CIGRE (SC A2 - Transformers), Haifa, Israel
Yuferov V.B. Professor, National Science Center "Kharkiv Institute of Physics and Technology", Ukraine
Vinitzki Yu.D. Professor, GE EEM, Moscow, Russia
Zagirnyak M.V. Professor, Member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskyi National University, Ukraine
Zgraja J. Professor, Institute of Applied Computer Science, Lodz University of Technology, Poland

НАЦІОНАЛЬНА РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ*

- Клименко Б.В.** головний редактор, професор, НТУ "ХПІ"
Сокол Є.І. заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, ректор НТУ "ХПІ"
Розов В.Ю. заступник головного редактора, член-кор. НАНУ, директор ДУ «ІТПМ НАНУ»
Гречко О.М. відповідальний секретар, к.т.н., НТУ "ХПІ"
Баранов М.І. д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ"
Боев В.М. професор, НТУ "ХПІ"
Буткевич О.Ф. професор, Інститут електродинаміки НАНУ
Веприк Ю.М. професор, НТУ "ХПІ"
Гриб О.Г. професор, НТУ "ХПІ"
Гурин А.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"
Butkevych O.F. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine
Vepryk Yu.M. Professor, NTU "KhPI"
Gryb O.G. Professor, NTU "KhPI"
Guryn A.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, 2, м. Харків, 61002, Україна
Dept. of Electrical Apparatus, NTU "KhPI", Kyrpychova Str., 2, Kharkiv, 61002, Ukraine

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

ISSN (print) 2074-272X

ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 2018
© ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2018

Підписано до друку 16.02.2018 р. Формат 60 x 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-01-2018. Ціна договірна.

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



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славені імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 42: Электроника: ретроспектива, успехи и перспективы ее развития 3

Електричні машини та апарати

Беспрозванных А.В., Рогинский А.В. Диэлектрическая спектроскопия корпусной термореактивной композитной электроизоляционной системы асинхронных тяговых электрических машин 17
Болюх В.Ф., Кочерга А.И., Шукин И.С. Исследование линейного импульсно-индукционного электромеханического преобразователя при различных схемах питания индуктора 21

Електротехнічні комплекси та системи. Силова електроніка

Власенко Р.В., Бялобржеський О.В. Обмеження струму трифазного силового активного фільтра в умовах перевантаження та короткого замикання 29
Zolotaryov V.M., Shcherba M.A., Belyanin R.V., Mygushchenko R.P., Kropachek O.Yu. Comparative analysis of electrical and thermal control of the lining state of induction apparatus of copper wire manufacture 35

Теоретична електротехніка та електрофізика

Кузнецов Б.И., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Бовдуй И.В., Виниченко Е.В., Кобылянский Б.Б. Одноконтурное активное экранирование магнитного поля, создаваемого в жилой зоне несколькими воздушными линиями электропередачи 41

Техніка сильних електричних та магнітних полів. Кабельна техніка

Баранов М.И. Новая гипотеза и электрофизическая природа дополнительных механизмов возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных облаках Земли 46
Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S., Strelnikova V.A. Analysis of electromagnetic processes in the system «cylindrical solenoid – massive conductor» 54
Войко N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts 59
Шумилов Ю.Н., Сантоцкий В.Г., Шумилова Э.Д. О необходимости повышения надежности линейных изоляторов для распределительных сетей 10-20 кВ 62

Безпека електрообладнання

Коліушко Д.Г., Руденко С.С. Експериментальне обґрунтування методики розрахунку нормованих параметрів заземлювального пристрою на основі тришарової моделі ґрунту 66

Ювілеї

Михайлов Валерий Михайлович (к 75-летию со дня рождения) 71
Клименко Борис Володимирович (до 75-річчя з дня народження) 72

Інформація

До 100-річчя НАН України 73

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Great Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 42: Electronics: retrospective view, successes and prospects of its development 3

Electrical Machines and Apparatus

Bezprozvannykh G.V., Roginskiy A.V. Dielectric spectroscopy of casing thermosetting composite electrical insulation system of induction traction electric machines 17
Bolyukh V.F., Kocherga A.I., Schukin I.S. Investigation of a linear pulse-induction electromechanical converter with different inductor power supply circuits 21

Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics

Vlasenko R.V., Bialobrzeski O.V. Limitations of current of the three-phase active power filter in the conditions of overload and short circuit 29
Zolotaryov V.M., Shcherba M.A., Belyanin R.V., Mygushchenko R.P., Kropachek O.Yu. Comparative analysis of electrical and thermal control of the lining state of induction apparatus of copper wire manufacture 35

Theoretical Electrical Engineering and Electrophysics

Kuznetsov B.I., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Bovdyj I.V., Vinichenko E.V., Kobilyanskiy B.B. Single-circuit active screening of magnetic field generated by several overhead transmission lines in residential area 41

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Baranov M.I. New hypothesis and electrophysics nature of additional mechanisms of origin, accumulation and division of electric charges in the atmospheric clouds of Earth	46
Batygin Yu.V., Chaplygin E.A., Sabokar O.S., Strelnikova V.A. Analysis of electromagnetic processes in the system «cylindrical solenoid – massive conductor»	54
Boйко N.I. Powerful generators of high-voltage pulses with nanosecond fronts	59
Shumilov Yu.N., Santotsky V.G., Shumilova E.D. On the need to increase the reliability of linear insulators for distribution networks 10-20 kV	62

Electrical Safety

Koliushko D.G., Rudenko S.S. Experimental substantiation of the calculation procedure of normalized parameters of grounding device based on the three-layer soil model	66
--	----

Anniversaries

Mikhailov V.M. (on the 75th anniversary of his birth)	71
Klymenko B.V. (on the 75th anniversary of his birth)	72

Information

By the 100th anniversary of NAS of Ukraine	73
--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал «Електротехніка і Електромеханіка» – передплатне видання. Вартість передплати на 2018 рік – 330,18 грн., на два місяці – 55,03 грн., на чотири місяці – 110,06 грн., на шість місяців – 165,09 грн., на вісім місяців – 220,12 грн., на десять місяців – 275,15 грн. Передплатний індекс у каталозі ПАТ «УкрПошта»: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

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

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

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

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

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

Журнал «Електротехніка і Електромеханіка» включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory, представлений у загальнодержавній реферативній базі даних «Україніка Наукова», реферативному журналі «Джерело», індексується у наукометричній базі даних Web of Science Core Collection: Emerging Sources Citation Index (ESCI), що рекомендована МОН України, а також у таких міжнародних базах даних: Index Copernicus (ICV2016:92.55), Російський Індекс Научного Цитування – РИНЦ (ELIBRARY), Google Scholar, і входить до баз даних EBSCO, ProQuest, GALE, DOAJ тощо.



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

М.И. Баранов

**АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 42:
ЭЛЕКТРОНИКА: РЕТРОСПЕКТИВА, УСПЕХИ И ПЕРСПЕКТИВЫ ЕЕ РАЗВИТИЯ**

Наведено науково-технічний огляд про ретроспективу, успіхи, тенденції і перспективи розвитку світової електроніки. Розглянуті основні етапи розвитку електроніки, що пов'язані з винаходом радіолампи, транзистора, інтегральної схеми і високоінтегрованого мікропроцесора. Відмічений внесок електронних компаній «Кремнієвої долини» США в технологічний прорив в мікроелектроніці. Описаний стан робіт в галузі вакуумної мікроелектроніки і наноелектроніки. Бібл. 34, рис. 22.

Ключові слова: вакуумна електроніка, радіолампа, твердотільна мікроелектроніка, транзистор, інтегральна схема, мікропроцесор, вакуумна інтегральна схема, вакуумна мікроелектроніка і наноелектроніка, тенденції і перспективи розвитку електроніки.

Приведен научно-технический обзор о ретроспективе, успехах, тенденциях и перспективах развития мировой электроники. Рассмотрены основные этапы развития электроники, связанные с изобретением радиолампы, транзистора, интегральной схемы и высокоинтегрированного микропроцессора. Отмечен вклад электронных компаний «Кремниевой долины» США в технологический прорыв в микроэлектронике. Описано состояние работ в области вакуумной микроэлектроники и нанoeлектроники. Библ. 34, рис. 22.

Ключевые слова: вакуумная электроника, радиолампа, твердотельная микроэлектроника, транзистор, интегральная схема, микропроцессор, вакуумная интегральная схема, вакуумная микроэлектроника и нанoeлектроника, тенденции и перспективы развития электроники.

Введение. Для человечества в 20-ом столетии наступило то время, когда дальнейшее развитие научно-технического прогресса в обществе стало немыслимо без электроники. Как известно, под «электроникой» понимается та область науки и техники, которая охватывает изучение и практическое использование электронных и ионных явлений, протекающих в вакууме, газах, жидкостях, твердых телах и плазме, а также на их границах [1]. Вот поэтому электроника занимается исследованием взаимодействия электронов и ионов с электромагнитными полями и методами создания электронных приборов для преобразования электромагнитной энергии в основном для передачи, приема, обработки и хранения информации [2]. Электроника стала основой современной автоматизации, радиотехники, электротехники, энергетики, кибернетики, информационных технологий и других важных научно-технических областей знаний. Без электроники стали невозможны исследования на высоком научном уровне как в области микромира (например, клеток растительного и животного происхождения, атомов и молекул вещества), так и макромира (например, объектов природы планеты Земля, тайн ближнего и дальнего космоса). Без широкого использования электроники не обходятся при разработке и создании большинства сложных объектов военного и гражданского назначения (например, самолетов, ракетно-космической техники, электростанций, аудио-, теле-, и видеотехники и др.). Электронике и ее успехам во всех промышленно развитых странах мира уделяется повышенное внимание. По уровню развития в стране электроники и соответственно электронной промышленности эксперты делают мотивированную оценку ее научно-технического потенциала и экономических возможностей в средне- и долгосрочной перспективе [2]. Возникновению электроники предшествовало изобретение в конце 19-го века (7 мая 1895 г.) нашим бывшим соотечественником, профессором кафедры физики Петербургского электротехнического института А.С. Поповым (1859-1906 гг.) беспроволочной

радиосвязи [2, 3]. Укажем, что значительному развитию в мире радиосвязи способствовали выдающиеся достижения талантливого итальянского инженера и бизнесмена Г. Маркони (1874-1937 гг.), отмеченные в 1909 г. Нобелевской премией по физике [4]. Радио и радиопередатчики сразу же нашли применение в военном деле и в первую очередь на флоте [2, 3]. Именно тогда для практической реализации актуальных прикладных радиотехнических задач и потребовалась соответствующая элементная база, изучением и созданием которой предметно и занялась электроника.

Целью статьи является составление на основе опубликованных в открытой печати материалов краткого научно-технического обзора об истоках, основных этапах, достижениях, современных тенденциях и перспективах развития в мире электроники.

1. Этап зарождения электроники и изобретение радиолампы. Создание и развитие в мире элементной базы электроники фактически началось с изобретения в начале 20-го века электронной лампы (ЭЛ). Так, в 1904 г. Джоном Флемингом был получен британский патент на «Прибор для преобразования переменного тока в постоянный» [2, 5]. Именно этот двухэлектродный вакуумный прибор – диод и послужил открытием на Земле века электроники. Поэтому данную электронику принято называть «вакуумной электроникой» [5]. ЭЛ или просто радиолампа, как известно, представляет собой электровакуумный прибор, работающий за счет управления интенсивностью потока свободных электронов, движущихся внутри откачанного герметичного стеклянного баллона между металлическими электродами. Указанные электроны в ЭЛ возникают из-за явления их термоэлектронной эмиссии с поверхности металлического катода, разогретого постоянным (переменным) током накала до высокой температуры (около (800-3000) °С) [2, 5]. Следует заметить, что автором открытия явления термоэлектронной эмиссии с раскаленного электрода считается знаменитый американский электро-

© М.И. Баранов

техник и изобретатель Томас Эдисон (1847–1931 гг.), который в 1883 г. в опытных исследованиях по возможности увеличения срока службы осветительной лампы, содержащей угольную нить накаливания в откакумированной стеклянной колбе, зафиксировал прохождение электрического тока в вакууме от накаливаемой нити лампы к плоскому металлическому электроду, расположенному вблизи данной нити [5]. Тогда важности значения этого вроде бы локального электрофизического явления, но как оказалось в будущем фундаментального научного открытия, он до конца и не понял. Но как опытный изобретатель, на всякий случай, он все же запатентовал его в США. Со временем именно это открытие стало основой работы всех типов ЭЛ и, по сути, основой для всей вакуумной электроники вплоть до создания полупроводниковых приборов. Дж. Флеминг использовал указанный «эффект Эдисона» при создании своего электровакуумного диода, сыгравшего видную роль в истории радиотехники. Основным недостатком «диода Флеминга» была его невозможность усиливать электрические сигналы. В 1906 г. американский инженер Ли де Форест ввел в ЭЛ третий электрод в виде управляющей металлической сетки и изобрел таким путем электровакуумный триод, показанный ниже на рис. 1 [5, 6].

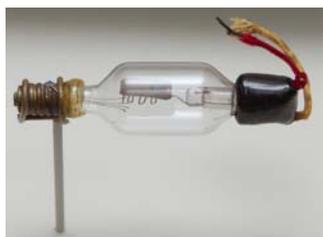


Рис. 1. Общий вид триода, созданного Ли де Форестом [5, 6]

«Триод Фореста» стал первой усилительной лампой и основой для дальнейшего совершенствования ЭЛ с подогреваемым катодом [7]. Эта ЭЛ за счет подачи на ее управляющий электрод переменного электрического потенциала могла работать в качестве усилителя электромагнитных колебаний [7]. В 1913 г. на основе «триода Фореста» был создан первый автогенератор [5, 7]. Большой вклад в эти пионерские разработки для потребностей радиотехники с применением лампового триода в целях генерирования электромагнитных колебаний был внесен А. Мейснером [8]. ЭЛ и созданные на их основе ламповые усилители стали активно использоваться на радиостанциях. Под руководством известного российского радиотехника М.А. Бонч-Бруевича (1888–1940 гг.) в Нижегородской радиолaborатории в 1919 г. была создана первая российская радиолампа, получившая название «Бабушка» (рис. 2) [9]. В дальнейшем за ламповыми диодом и триодом были созданы такие типы ЭЛ как [7]: тетроды (1913 г.), пентоды (1929 г., рис. 3), гексоды (1932 г.), гептоды, октоды и ноноды. Эти типы ЭЛ отличаются по конструкции друг от друга, прежде всего, числом металлических сеток (от двух до семи) [5, 7]. ЭЛ, использующие внутри катода нить накала, называются лампами косвенного накала, а ЭЛ, выполненные с нитью накала в виде самого катода, получили название ламп прямого накала. Катоды ЭЛ, как правило, активируют металлами, имеющими малую работу выхода

электронов. В ЭЛ прямого накала для этих целей используют радиоактивный торий, а в лампах косвенного накала – барий [7]. На внутренней поверхности стекла ЭЛ можно видеть блестящее покрытие-геттер, предназначенное для адсорбции остаточных газов в ее внутреннем откакумированном объеме и индикации в нем вакуума (при попадании воздуха внутрь ЭЛ геттер белеет [7]). Пик «расцвета» в мире вакуумной электроники пришелся на 1930–1950 гг.



Рис. 2. Общий вид первой российской мощной радиолампы «Бабушка» (Нижегородская радиолaborатория, 1919 г.) [9]

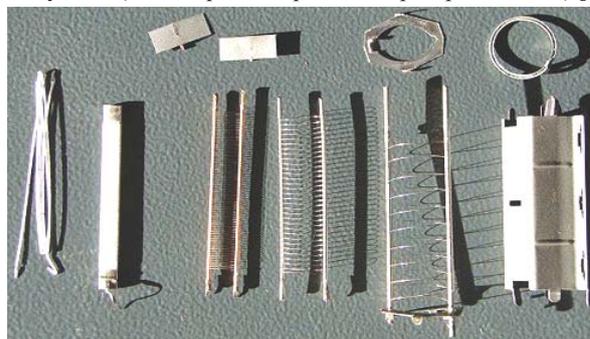


Рис. 3. Внешний вид отдельных элементов современного электровакуумного пентода (слева направо: нить накала; подогреваемый катод; три металлических сетки; анод; верху указанные элементы ЭЛ – детали их крепления) [7]

Укажем, что в 1913 г. Г. Маркони запатентовал конструкцию анода радиолампы в виде полого металлического цилиндра различной конфигурации, окружающего снаружи внутренний коаксиально расположенный ему катод [7]. В этой связи ЭЛ уже в 1930-х годах практически приобрела тот внешний вид, который она имеет сейчас (рис. 4). В мощных радиолампах с большой плотностью тока катода чисто металлические катоды выполняют их тугоплавкого вольфрама. Аноды в таких ЭЛ чаще всего изготавливают в форме коробочки (см. рис. 3, 4), окружающей катод и сетки, из никеля или молибдена (иногда из тантала) [7]. Сетка в ЭЛ представляет собой решетку (см. рис. 2) или спираль из тонкой тугоплавкой металлической проволоки, навитой вокруг катода. Незначительное изменение разности электрических потенциалов между управляющей сеткой и катодом приводит к большим изменениям анодного тока во внешней цепи ЭЛ.

Остановимся далее на достоинствах и недостатках ламповых электронных усилителей, использующих в своих схемах радиолампы. К основным достоинствам усилителей на ЭЛ следует отнести [6, 7]:

- простоту схем (в ламповых усилителях по сравнению с полупроводниковыми усилителями на поря-

док меньше составных элементов и деталей; ЭЛ обеспечивают большее усиление, чем транзисторы);

- высокую надежность в работе (выходные параметры ЭЛ мало зависят от таких внешних воздействующих факторов как температура, давление, оптические и ионизирующие излучения; ЭЛ малочувствительны к электрическим перегрузкам в их цепях);
- хорошую согласуемость с нагрузкой (ламповые каскады имеют большое входное сопротивление, что способствует уменьшению числа активных элементов в усилителе и снижению на них потерь);
- простоту в обслуживании (при выходе из строя ЭЛ ее гораздо легче заменить, чем транзистор);
- отсутствие на их выходе некоторых видов искажений, присущих транзисторным каскадам.



Рис. 4. Общий вид современной вакуумной радиолампы [7]

К основным недостаткам электронных усилителей на радиолампах можно отнести следующее [6, 7]:

- сравнительно низкий КПД (в используемых ЭЛ помимо электропитания анода требуется за счет нити накала осуществлять подогрев катода, что приводит к дополнительным затратам электроэнергии);
- большую инерционность при подготовке к работе (все ЭЛ требуют предварительного прогрева);
- определенные ограничения по технике безопасности при их эксплуатации (электронные схемы с использованием ЭЛ требуют применения в их цепях напряжения, составляющего сотни и тысячи вольт);
- ограниченный срок службы (со временем катод ЭЛ теряет свои эмиссионные свойства по испусканию свободных электронов; сравнительно высокая вероятность перегорания нити накала катода ЭЛ);
- хрупкость их ЭЛ со стеклянным баллоном.

Несмотря на указанные недостатки, ЭЛ продолжают активно использовать и в настоящее время при создании электронных схем следующей техники [7]:

- мощных радиовещательных передатчиков, имеющих выходную мощность от сотен ватт до нескольких мегаватт (в электронных схемах таких радиоприборов применяются мощные и сверхмощные радиолампы с воздушным или водяным охлаждением и током накала в цепях катодов ЭЛ в 100 А и более);
- объектов военной техники, стойких к поражающему воздействию мощного электромагнитного импульса естественного (от разрядов молнии) и искусственного (от ядерных взрывов) происхождения;
- ракетно-космической техники, подвергающейся при полете в условиях открытого космоса длительному воздействию потоков радиации (радиационная деградация полупроводников ограничивает их применение в электронике космических аппаратов);
- высококачественной звуковой аппаратуры.

Отметим, что введение любого газа в ЭЛ ухудшает ее технические характеристики. Тем не менее, в

радиотехнической практике потребовались газоразрядные приборы, в которых управление их электрическим ионным током осуществляется напряжением, подаваемым на их металлические электроды. Такие ионные приборы получили название «тиратронов», один из представителей которых приведен на рис. 5.



Рис. 5. Общий вид большого водородного тиратрона, используемого в импульсных электроцепях современных радаров (изготовитель – фирма «General Electric», США) [10]

Тиратрон представляет собой герметичный стеклянный баллон, заполненный газом (обычно инертным газом, водородом или парами ртути) и содержащий внутри как минимум три электрода – катод, анод и сетку [10]. Сетка в тиратроне используется для зажигания газового разряда в пространстве между катодом и анодом. Для этой цели на нее от источника питания подается высокое импульсное напряжение. Возникающий из-за данного электрического искрового разряда в замкнутом объеме тиратрона ионизированный газ (плазма) проводит между катодом и анодом электронно-ионный ток. Таким путем в трехэлектродном газоразрядном тиратроне происходит включение и выключение импульсного тока в его анодной цепи. В силовых цепях высоковольтной импульсной техники, использующих мощные емкостные накопители энергии (ЕНЭ) для подачи больших импульсных токов (БИТ) нано- и микросекундного диапазона на электрическую нагрузку, широкое применение нашли трехэлектродные электронные приборы, получившие в электронике название «тригatronов» [11]. Обычно их рабочая камера заполняется газовым диэлектриком (рис. 6). Реже ее заполняют жидким диэлектриком. Тригatronы являются одной из разновидностей управляемого искрового коммутатора [12].

Тригatronы используют холодный катод. На их управляющий (инициирующий) электрод (аналог сетки в тиратроне) от генератора поджигающих электрических сигналов подается микросекундный импульс напряжения амплитудой до ± 100 кВ, вызывающий появление в локальной зоне одного из его основных электродов искрового разряда и соответственно начальную ионизацию окружающего его плазменный канал газообразного диэлектрика. В результате резкого снижения электрической прочности его основного изоляционного промежутка между катодом и анодом тригatronа происходит электрический пробой рабочей диэлектрической среды и соответственно разряд предварительно заряженного ЕНЭ на нагрузку. Амплитуды коммутируемых тригatronами БИТ состав-

ляют от десятков до тысяч килоампер [11, 12]. Этот вид электронных приборов применяется также в качестве сильноточных высоковольтных коммутаторов в разрядных цепях генераторов высоких и сверхвысоких импульсных напряжений, выполненных по классической схеме Аркадьева-Маркса, в высоковольтных устройствах сильноточных ускорителей заряженных частиц и схемах электродинамических пушек [11, 12].



Рис. 6. Общий вид мощного тригatronа типа CV100 [11]

Удачной комбинацией управляемых искровых коммутаторов – тригatronов и тирatronов стали такие газонаполненные лампы с холодным катодом как «крайatronы» [13]. Крайatronы (рис. 7) характеризуются быстрым включением электрической цепи с целью передачи по ней мощного сигнала с большим током и высоким напряжением. Первые образцы крайatronов были созданы в США фирмой «EG&G Corporation» для передатчиков радаров военных самолетов [13].



Рис. 7. Общий вид крайatronа-ключа марки KN2 «Krytron» (изготовитель – фирма «EG&G Corporation», США) [13]

В отличие от большинства газоразрядных приборов в крайatronах используется электрический дуговой разряд, предназначенный для инициирования сильноточного искрового разряда между катодом и анодом этих газонаполненных ламп. В связи с чем крайatronы имеют четыре электрода: два основных или главных (катод-cathode и анод-anode), управляющую сетку (grid) и электрод предзажигания (keer-alive) [13]. В крайatronе электрод предзажигания, к которому прикладывается небольшое напряжение положительной полярности, расположен рядом с катодом, имеющим отрицательный электрический потенциал. Высокое коммутируемое напряжение в крайatronе подается на анод. После возникновения электрического дугового разряда между электродом пред-

зажигания и катодом и начальной ионизации в этой локальной зоне газа в стеклянном баллоне крайatronа на его управляющую сетку подается положительный импульс напряжения, приводящий к появлению сильноточного электрического искрового разряда между анодом и катодом крайatronа [13]. Электрический пробой изоляционного промежутка между анодом и катодом крайatronа и обеспечивает быструю коммутацию его сильноточной цепи с нагрузкой. Для облегчения ионизации газа крайatronа в его стеклянный баллон помещают изотоп радиоактивного никеля-63, излучающего β^- лучи (электроны) [13]. Крайatronы, созданные во второй половине 1940-х годов, из-за своих стабильно высоких по сравнению с полупроводниковыми приборами импульсных характеристик нашли применение в промышленной пиротехнике и атомной технике (например, в сильноточных цепях управления работой электродетонаторов ядерного оружия [13]). В связи с возможностью использования крайatronов в электрических схемах подрыва ядерных боеприпасов [13, 14] на их вывоз из США были давно введены очень строгие экспортные ограничения. В настоящее время американской фирмой «Perkin-Elmer Components» производятся газонаполненные и вакуумные крайatronы-ключи [13]. Вакуумная разновидность крайatronа («spryttron») может работать в условиях высокой радиации, когда полупроводниковая техника работает неправильно и выходит из строя. В завершение данного раздела, посвященного ЭЛ, остановимся на таком газоразрядном приборе как «ксеноновая дуговая лампа» [15]. Эта лампа (рис. 8) является мощным источником искусственного света, близкого по своему спектральному составу к дневному свету.



Рис. 8. Общий вид ксеноновой дуговой лампы мощностью 15 кВт, применяемой в современном IMAX-проекторе [15]

В данной лампе ярко светится электрическая дуга в стеклянном баллоне, заполненном ксеноном. Ее баллон изготавливается из термостойкого кварцевого стекла. Катодом и анодом в такой лампе служат вольфрамовые электроды, легированные радиоактивным торием для уменьшения работы выхода из них электронов. Баллон первоначально вакуумируется, а затем в него подается ксенон. Импульсные ксеноновые лампы-вспышки содержат третий управляющий электрод, опоясывающий ее стеклянный баллон [15].

2. Этап становления микроэлектроники и изобретение транзистора. Электронные приборы, построенные на ЭЛ, обладали такими двумя существенными недостатками как: большие весогабаритные показатели и высокие уровни потребляемой электрической мощности (энергии) [2, 8]. Эти недостатки были критичными для создаваемых компьютеров, переносных электронных устройств, электроники авиационной и ракетно-

космической техники. Поэтому объективно стали создаваться и развиваться полупроводниковые приборы. Лежащая в их основе электроника получила название «твердотельной электроники» [2, 8]. Элементная база этой электроники на начальном этапе ее возникновения стала базироваться на транзисторах и полупроводниковых диодах. Как известно, транзистором называется полупроводниковый триод (рис. 9), который способен от небольшого входного сигнала управлять значительным током в его выходной цепи. Это свойство транзистора позволило использовать его для усиления, генерирования, коммутации и преобразования сигналов. Вслед за ЭЛ транзистор стал основой схемотехники большинства электронных устройств [16]. Когда и кем был создан этот прибор, совершивший «революцию» в электронике?



Рис. 9. Общий вид биполярных транзисторов различной конструкции, использующих на одном полупроводниковом кристалле три электрода – базу, управляющий электрод-эмиттер и управляемый электрод-коллектор) [16, 17]

Из истории изобретения транзистора известно, что с 1936 г. в США в опытно-конструкторском подразделении «Bell Telephone Laboratories» крупной фирмы «American Telephone and Telegraph» под руководством Джозефа Бекера выполнялись работы по созданию твердотельных усилителей электрических сигналов [17]. До 1941 г. (до начала Второй мировой войны) изготовить полупроводниковый усилительный прибор в Bell Labs не удалось. В 1945 г. после окончания войны под руководством физика-теоретика Уильяма Шокли (William Shockley) в указанной лаборатории возобновились исследования, связанные с созданием полевого транзистора. После двух лет неудач физик-экспериментатор Уолтер Браттейн (Walter Brattain), работая 16 декабря 1947 г. с германиевым кристаллом, неожиданно для себя получил устойчивое усиление сигнала [17]. Его последующие исследования с физиком-теоретиком Джоном Бардином (John Bardeen) показали, что они, по сути, изобрели полупроводниковый триод, названный в дальнейшем «биполярным транзистором». На рис. 10 приведен внешний вид исследуемого макета этого транзистора [17].

Для читателя требуется дать небольшое пояснение насчет полевого (униполярного) и биполярного транзисторов. В «полевом транзисторе» используется полупроводник (например, кристалл германия или кремния) только одного типа проводимости, имеющий тонкий канал, на который воздействует электрическое поле изолированного от канала электрода-затвора [16]. Полевой транзистор, в отличие от биполярного триода, управляется не током, а напряжением, подаваемым на его затвор. В «биполярном транзисторе» используются полупроводники с обоими типами проводимости. Он работает за счет взаимодействия близко расположенных на одном кристалле полупроводника двух $p-n$ переходов и управляется изменением тока через база-эмиттерный

переход [16]. Вывод его эмиттера обычно является общим для управляющего и выходного токов [3]. Делают это для того, чтобы в схемах с применением транзистора можно было получать усиление не только по напряжению, но и току. Кроме того, следует указать то, что научное открытие $p-n$ перехода в кристаллическом кремнии было совершено в 1940 г. сотрудниками американской лаборатории «Bell Labs» Расселом Олом и Джоном Скаффом [17]. Эти физики-твердотельщики установили, что легирование поверхности кристалла кремния атомами бора приводит к его позитивной p -проводимости, а атомами фосфора – к его негативной n -проводимости. Так были изобретены кремний p -типа и кремний n -типа, сыгравшие огромную роль в развитии твердотельной электроники [17]. В этой связи следует отметить то, что в 1941 г. независимо от физиков США украинский физик В.Е. Лашкарёв разработал теорию «запирающего слоя» и инъекции носителей заряда на границе раздела меди и закиси меди [17]. Обнаруженные им опытным путем с помощью термозонда два типа проводимости в медно-закисном элементе указывали на наличие между ними переходного слоя, препятствующего прохождению тока [17].



Рис. 10. Внешний вид современного макета транзистора Дж. Бардина и У. Браттейна (его оригинал не сохранился) [17]

23 декабря 1947 г. состоялась презентация действующего оригинал-макета (см. рис. 10) нового полупроводникового изделия – биполярного транзистора руководству лаборатории «Bell Labs» [17]. Именно эта дата и считается днем «рождения» транзистора. Узнав об этом успехе своих коллег, У. Шокли вновь подключается к полупроводниковым исследованиям и за короткое время создает теорию биполярного транзистора [17]. На рис. 11 изображены указанные американские ученые, открывшие транзисторный эффект [17]. Отметим, что в конце июня 1948 г. в указанной фирме США, где трудились первооткрыватели биполярного транзистора, был изготовлен первый радиоприемник на транзисторах [17]. Однако, мировой сенсации из-за изобретения в США и радиотехнического использования транзистора в то время не состоялось. Связано это было с тем, что первые точечные транзисторы, по сравнению с ЭЛ, имели низкие выходные характеристики. Только в 1956 г. научное открытие американских исследователей У. Браттейна, Дж. Бардина и У. Шокли было оценено Шведской академией наук по достоинству: его авторы за «исследования полупроводников и открытие транзисторного эффекта» стали лауреатами Нобелевской премии по физике [4].

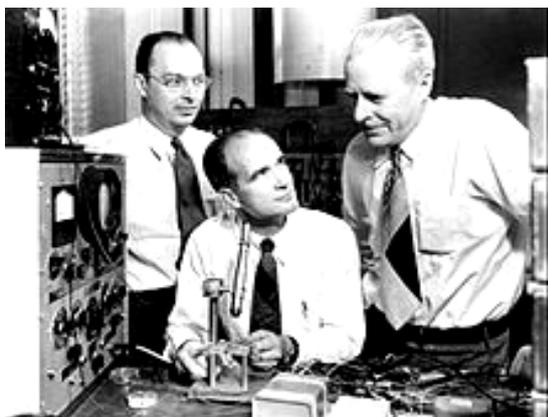


Рис. 11. Будущие лауреаты Нобелевской премии по физике в лаборатории «Bell Labs» (слева направо: Джон Бардин, Уильям Шокли и Уолтер Браттейн; США, 1948 г.) [17]

Укажем, что первые точечные транзисторы, несмотря на свою миниатюрность и экономичность, отличались высоким уровнем шума в полезных электрических сигналах, малой мощностью, нестабильностью характеристик во времени и сильной зависимостью выходных параметров от температуры [17]. Точечный транзистор, зоны двух близко расположенных друг от друга $p-n$ переходов в котором выполнялись на одном кристалле германия точечным образом, из-за своей немонолитности был чувствителен к механическим ударам и вибрациям. В 1951 г. был создан первый плоскостной биполярный транзистор, конструктивно представляющий собой монолитный кристалл германия [17]. В это же время появились первые транзисторы на кристалле кремния (рис. 12). Выходные характеристики таких биполярных транзисторов стали успешно конкурировать с параметрами ЭЛ [17].



Рис. 12. Общий вид выращенного в вакууме технологами-материаловедами монокристаллического кремния [18]

Известны биполярные транзисторы $p-n-p$ (прямой проводимости) и $n-p-n$ (обратной проводимости) типов [19]. Эти транзисторы помимо основного полупроводникового материала, используемого чаще всего в виде монокристалла (тонкого плоского элемента от изображенного на рис. 12 большого монокристалла), содержат в своей конструкции легирующие добавки (обычно бора или фосфора) к основному полупроводнику, металлические выводы *базы*, *эмиттера* и *коллектора*, а также корпус (металлический или керамический) с изолирующими частями (см. рис. 9) [17].

Основными видами полупроводников в них стали кремний, германий и арсенид галлия. Укажем, что в биполярных транзисторах носители заряда движутся от эмиттера через тонкую базу к коллектору. База отделена от эмиттера и коллектора $p-n$ переходами. Ток протекает через этот вид транзистора лишь тогда, когда носители заряда инжектируются из его эмиттера в базу через соответствующий $p-n$ переход. В базе они являются не основными носителями заряда и легко проникают через его другой $p-n$ переход между базой и коллектором. В базе транзистора носители заряда движутся за счёт диффузионного механизма. В этой связи она должна быть достаточно тонкой. Управление током между эмиттером и коллектором биполярного транзистора осуществляется изменением напряжения между базой и эмиттером, от которого зависят условия инжекции носителей заряда в базу [17, 19].

Что касается истории создания полевых транзисторов, то отметим, что впервые электрофизическая идея управления (регулирования) в полупроводниковом триоде с изолированным электродом-затвором потоком основных носителей заряда (электронов) была высказана еще Дж. Лиленфельдом (Патент США №1745175 от 28.01.1930 г.) [20]. Однако возникшие трудности в реализации этой идеи на практике позволили создать первый работающий полевой транзистор только в 1960 г. В 1966 г. Карвер Мид, шунтировав электроды такого полупроводникового прибора диодом Шоттки, существенно усовершенствовал конструкцию полевого транзистора [20]. Полевые транзисторы классифицируют на приборы с затвором в виде $p-n$ перехода и с изолированным затвором. Последние транзисторы получили в электронике название МДП- транзисторов («металл-диэлектрик-полупроводник») [20]. Иногда МДП- транзисторы называют еще и как МОП- транзисторы («металл-оксид-полупроводник»). Кроме того, полевые транзисторы с изолированным затвором подразделяют на приборы со встроенным каналом и приборы с индуцированным каналом [20]. Укажем, что каналом в этих транзисторах называется область, через которую проходит поток их основных носителей заряда – электронов. Электроды полевых транзисторов имеют следующие названия [20]: *исток* (*source*) – электрод, из которого в канал входят основные носители заряда; *сток* (*drain*) – электрод, через который из канала уходят основные носители заряда; *затвор* (*gate*) – электрод, служащий для регулирования поперечного сечения канала. Проводимость рассматриваемого канала может быть как n - типа, так и p - типа. В этой связи по типу проводимости канала различают полевые транзисторы с n - каналом и p - каналом. В полевом МДП- транзисторе, содержащем один кристалл полупроводника (подложку), ток протекает от электрода-истока, нанесенного на сильно легированную область подложки кристалла полупроводника с n - проводимостью, до электрода-стока, нанесенного на сильно легированную область подложки кристалла полупроводника с p - проводимостью, через канал, находящийся под электродом-затвором. Расстояние между сильно легированными областями истока и стока составляет порядка одного микрона. Поверхность кристалла полупроводника между истоком и стоком покрыта тонким слоем (толщиной порядка 0,1 мкм) диэлектрика. Для кристалла кремния в качестве этого диэлектрика используется диоксид кремния SiO_2 , выращенный на поверхности кристалла кремния путем ее высокотемпера-

турного окисления [20]. На слой диэлектрика между истоком и стоком наносится металлический электрод-затвор. Канал существует в легированных частях подложки кристалла полупроводника в промежутке между затвором и нелегированной подложкой полупроводника, в которой нет носителей заряда. Поэтому она (подложка) не может проводить ток. Под затвором существует область обеднения, в которой тоже нет носителей заряда благодаря образованию между легированной областью кристалла полупроводника и металлическим затвором контакта Шоттки [20]. Получается, что в этом типе полевого транзистора ширина канала ограничена пространством между подложкой и областью обеднения. Приложенное к затвору напряжение увеличивает или уменьшает ширину области обеднения рассматриваемого прибора и тем самым регулирует (изменяет) ширину канала такого транзистора. Таким путем в этом приборе изменяется проходящий через его канал ток.

В полевом транзисторе с управляющим $p-n$ переходом применяется пластина-кристалл из полупроводника (например, с n - проводимостью), на противоположных концах-краях которой расположены электрод-исток и электрод-сток, включенные в управляемую цепь прибора. Между этими электродами размещен управляющий электрод-затвор, нанесенный на область полупроводника с другой проводимостью (например, с p - проводимостью). Источник питания, включенный во входную цепь прибора, создает на его единственном $p-n$ переходе обратное напряжение. Во входную цепь такого транзистора также включается и источник усиливаемых сигналов. При изменении на затворе входного напряжения изменяется и обратное напряжение на $p-n$ переходе. В нашем случае это будет приводить к изменению толщины и соответственно величины поперечного сечения области обедненного слоя в полевом транзисторе с n - каналом, через который проходит поток основных носителей зарядов (электронов) [20]. Изменением размеров сечения указанного канала и достигается изменение тока в выходной цепи этого типа полупроводникового триода.

Основными преимуществами полупроводниковых триодов перед вакуумными ЭЛ являются [16, 17]:

- малые размеры и вес, способствующие широкому развитию миниатюрных электронных устройств;
- малая стоимость, обусловленная автоматизацией производственно-технологических процессов;
- низкий уровень напряжения, способствующий применению транзисторов в малогабаритных электронных устройствах, запитываемых от батареек;
- отсутствие дополнительного времени на разогрев своих электродов после включения устройства;
- низкие показатели по рассеиваемой мощности (энергии), способствующие повышению энергоэффективности транзисторов и устройств в целом;
- высокая надежность в работе и большая механическая прочность к ударным нагрузкам и вибрациям отдельных полупроводниковых триодов и электронного устройства в целом, содержащего огромное число подобных полупроводниковых приборов;
- большой срок службы, исчисляемый десятками лет непрерывной работы в составе устройства;
- возможность сочетания в работе с дополнительными электронными схемами и устройствами.

Основными недостатками транзисторов по сравнению с вакуумными ЭЛ, являются [17, 21]:

- рабочее напряжение для транзисторов, использующих кристаллический кремний, не превышает 1 кВ (при коммутации электроцепей с напряжением более 1 кВ сейчас применяют IGBT- транзисторы);
- применение транзисторов в мощных радиовещательных и СВЧ- передатчиках оказывается технически и экономически нецелесообразным (использование для этих целей мощных генераторных радиоламп, магнетронов, клистронов и ламп бегущей волны обеспечивает более лучшее сочетание высоких частот, больших мощностей и приемлемой стоимости);
- транзисторы в сравнении с ЭЛ более уязвимы к воздействию такого поражающего фактора ядерного оружия как мощный электромагнитный импульс;
- повышенная чувствительность к поражающему воздействию радиации и космического излучения.

Заметим, что входное сопротивление для полевых МДП- транзисторов, использующих изолированный электрод-затвор, может составлять значения, изменяющиеся в диапазоне (10^{10} – 10^{14}) Ом. У полевых транзисторов с управляющим $p-n$ переходом эти показатели составляют (10^7 – 10^9) Ом [20]. Высокие значения входного сопротивления у полевых транзисторов позволяют применять их при создании высокоточных электронных устройств, работающих при низком напряжении с малой потребляемой энергией (например, электронных часов). Гибридный транзистор типа IGBT, объединивший свойства биполярного и полевого транзисторов, может использоваться в цепях мощной высоковольтной импульсной техники [8, 20].

Со временем транзисторы заменили по всему миру вакуумные ЭЛ в большинстве электронных устройств. Эти полупроводниковые приборы коренным образом изменили всю электронику нашего мира. Они стали той элементной базой, на которой возникла «микроэлектроника» и были созданы интегральные схемы и быстродействующие компьютеры [22]. В начале 21-го века транзисторы стали самым массовым изделием, производимым человечеством. Заметим, что в 2013 г. на каждого жителя планеты Земля электронной промышленностью мира было выпущено около 15 миллиардов транзисторов, большинство из которых входило в состав интегральных схем [16, 17].

3. Промежуточный этап развития микроэлектроники и изобретение интегральной микросхемы. Укажем, что в апреле 1954 г. сотрудник американской компании «Texas Instruments» Гордон Тил изготовил первый кремниевый биполярный транзистор. До 1957 г. указанная компания США была единственным поставщиком кремниевых транзисторов на мировом рынке микроэлектроники [17]. Изобретение Карлом Фрошем в США процесса «мокрого» (с использованием водяного пара) термического окисления кремния с целью получения на подложке полупроводника тонкого слоя диоксида кремния SiO_2 сделало возможным выпуск в 1958 г. «Bell Labs» первых кремниевых меза-транзисторов. В марте 1959 г. Жан Эрни создал первый кремниевый планарный транзистор, в котором меза-технология была заменена на более перспективную планарную технологию изготовления транзисторов. Дальнейшее развитие физики и техники полупроводников привело к тому, что кремний практически вытеснил германий из микроэлектроники, а планарный процесс стал в мире электроники

основной технологией производства транзисторов и сделал возможным создание монолитных интегральных микросхем (ИМС) [17, 23]. Под ИМС (рис. 13) понимается электронная схема произвольной сложности, изготовленная на полупроводниковой подложке (кристаллической пластинке или пленке) и помещенная в неразборной пластмассовый (керамический) корпус [21, 23].

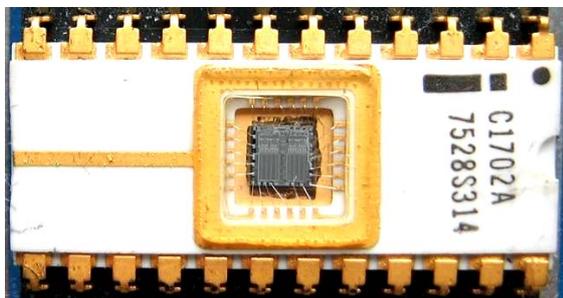


Рис. 13. Внешний вид ИМС, используемой в космической микроэлектронике с повышенным уровнем радиации [21]

Подавляющая часть ИМС в мире изготавливается в корпусах (см. рис. 13 и 14) и предназначена для их поверхностного монтажа на платах электронных устройств. Укажем, что незначительная часть ИМС, входящих в состав микросборок, выпускается без указанных корпусов. Часто ИМС называют еще «чипом» (от англ. «chip» – «тонкая пластинка» [1]). Британский радиотехник Джеффри Даммер (Geoffrey Dummer) 7 мая 1952 г. впервые выдвинул идею объединения множества стандартных электронных компонентов в одном монолитном кристалле полупроводника [23]. Эта прогрессивная идея ряд лет из-за недостаточного уровня развития в мире технологий по производству полупроводниковых приборов оставалась не реализованной на практике. Только в первой половине 1959 г. в мировой полупроводниковой технологии произошел настоящий прорыв, выполненный фактически тремя специалистами-практиками из трех частных американских корпораций, успешно решивших три фундаментальных проблемы для производства ИМС [23].

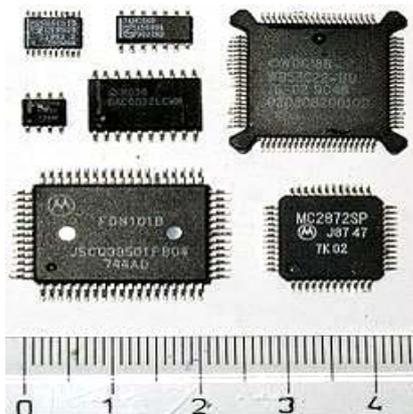


Рис. 14. Общие виды корпусных ИМС различной конструкции и степени интеграции, предназначенных для поверхностного монтажа на платах электронных устройств [23]

Так, американский физик и изобретатель Джек Килби (Jack Kilby) из «Texas Instruments» запатентовал принцип объединения электронных компонентов в ИМС с транзисторами, выполненными с последними $p-n-p$ или $n-p-n$ переходами (патент США был выдан в 1964 г.) [23, 24]. Следует отметить, что в 2000 г. Дж. Килби (1923 г. рождения) «за вклад в открытие

интегральной схемы» был удостоен Нобелевской премии по физике [24]. Далее, в это время американский инженер Курт Леговец (Kurt Legovics) из «Sprague Electric Company» изобрел способ электрической изоляции компонентов, сформированных на одном кристалле полупроводника (в качестве изоляции он предложил использовать $p-n$ переходы) [23]. Именно тогда американский специалист Роберт Нойс (Robert Noyce) из «Fairchild Semiconductor» изобрел способ электрического соединения компонентов ИМС (за счет их металлизации алюминием) [23]. Кроме того, Р. Нойс в те годы предложил усовершенствованный вариант изоляции компонентов ИМС на базе новейшей планарной технологии Жана Эрни (Jean Hoerni). 27 сентября 1960 г. группа Джея Ласти (Jay Last) из «Fairchild Semiconductor» создала первую работоспособную ИМС по идеям Р. Нойса и Ж. Эрни.

Отметим, что в зависимости от степени интеграции электронных компонентов в одном кристалле полупроводника (как правило, кремния, германия, арсенида галлия или оксида гафния) в настоящее время применяются следующие названия ИМС [23]:

- малая интегральная микросхема (МИМС), содержащая до 100 электронных компонентов;
- средняя интегральная микросхема (СИМС), содержащая до 1000 электронных компонентов;
- большая интегральная микросхема (БИМС), содержащая до 10000 электронных компонентов;
- сверхбольшая интегральная микросхема (СБИМС), содержащая более 10000 электронных компонентов (дальнейшее увеличение электронных компонентов в одной микросхеме с доведением их числа до 10^9 и более уже не изменяет названия этой ИМС).

Подчеркнем то обстоятельство, что фактически с изобретением ИМС в электронике объективно появился ее новый раздел – «микроэлектроника», занимающаяся изучением и производством электронных компонентов, линейные геометрические размеры характерных элементов которых стали составлять единицы микрон и менее. Технологический процесс изготовления ИМС как полупроводниковой элементной базы в микроэлектронике непрерывно совершенствовался и совершенствуется и поныне [25]. Этот сложный комплексный процесс включает в себя последовательность ряда технологий [25–27]: по производству полупроводниковых материалов высокой чистоты, по изготовлению миниатюрных полупроводниковых элементов (транзисторов, диодов и др.), по контролю качества их изготовления, по сборке указанных электронных компонентов и по контролю качества их сборки. Согласно требованиям «электронной гигиены» в рабочей зоне обработки полупроводниковых пластин и на операциях сборки кристаллов ИМС не должно быть более пяти пылинок размером 0,5 мкм в 1 литре воздуха [18]. При производстве ИМС применяются технологии легирования кристалла полупроводника для получения $p-n$ переходов и фотолитографии, реализуемой с помощью соответствующего литографического оборудования. Разрешающая способность (в мкм или нм) этого оборудования определяет название конкретного технологического процесса, используемого при изготовлении ИМС. Уменьшение размеров полупроводниковых структур в ИМС приводит к улучшению технических характеристик полупроводниковых приборов (например, к снижению их

энергопотребления, повышению рабочей частоты в их электронных цепях, повышению их быстродействия, уменьшению их стоимости и др.) [28]. Поэтому миниатюризация полупроводниковой элементной базы микроэлектроники стала основной мировой тенденцией при выпуске различных электронных устройств. Приведем ниже основные этапы развития в мире технологического процесса при производстве ИМС [23]:

- этап с разрешением (3-1,5) мкм (1970-е гг.);
- этап с разрешением (0,8-0,5) мкм (1980-е гг.);
- этап с разрешением (350-130) нм (1990-е гг.);
- этап с разрешением (65-10) нм (2000-е гг.).

Укажем, что в мае 2011 г. фирмой Altera была выпущена по технологическому процессу производства с разрешением 28 нм самая большая в мире на тот момент ИМС, состоящая из 3,9 миллиардов полевых транзисторов [23]. В 2012 г. самые маленькие транзисторы в ИМС содержали считанные атомы вещества. В одном процессоре современного компьютера их может содержаться более миллиарда штук. В ИМС применяются такие электронные компоненты обычной электроники как резисторы, конденсаторы, индуктивности, диоды, транзисторы, изоляторы и проводники [28]. Только используются эти компоненты в виде миниатюрных устройств, выполненных на одном кристалле полупроводника (рис. 15) в интегральном исполнении. В микроэлектронике ИМС подразделяют на цифровые, аналого-цифровые и аналоговые. Причем, цифровые ИМС состоят обычно из миниатюрных транзисторов, а аналоговые ИМС содержат миниатюрные резисторы, конденсаторы и индуктивности. Современная цифровая техника и используемые в ней ИМС в основном построены на полевых МДП- транзисторах, выполняемых на одном кремниевом кристалле (чипе). Эти транзисторы стали по существу «кирпичиком» для построения микросхем логики, памяти и процессоров компьютеров. Размеры современных МДП- транзисторов составляют от 90 до 8 нм [28, 29]. В настоящее время на одном кристалле полупроводника площадью до 1 см² может размещаться до нескольких миллиардов МДП- транзисторов [28]. Согласно закону Мура («число транзисторов в ИМС удваивается за каждые 18 месяцев») в ближайшие годы ожидается дальнейшее увеличение степени интеграции транзисторов на одном чипе [28].

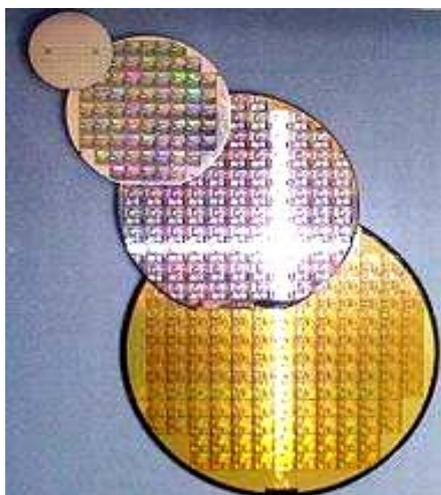


Рис. 15. Тонкие круглые пластинки из кремния с готовыми микросхемами перед разрезанием их алмазным микродиском на отдельные кристаллы данного полупроводника [28]

4. Современный этап развития микроэлектроники и изобретение высокоинтегрированного микропроцессора. ИМС стали основой процессоров (от лат. «processus» – «продвижение» [1]), являющихся центральной частью («сердцем») всех компьютеров, выполняющей заданные программой преобразования информации и осуществляющей управление всем вычислительным процессом в электронной вычислительной машине [28]. Как известно, «микропроцессор» формирует ядро вычислительной машины (рис. 16), в которой дополнительные функции (например, связи с ее периферией) выполняются с помощью специально разработанных наборов микросхем (чипсет) [23]. Компания США «Intel» в 1971 г. первой изготовила ИМС (Intel 4004), которая выполняла функции микропроцессора [23]. Другая американская фирма «IBM» на базе усовершенствованных микропроцессоров 8088 и 8086 выпустила свои известные персональные компьютеры серии PC/XT [23]. В первых компьютерах число наборов чипсет составляло до сотен штук. В современных компьютерах их число не превышает трех штук. В последнее время наблюдается тенденция постепенного переноса функций чипсета (контроллера памяти и др.) в микропроцессор [23, 28].

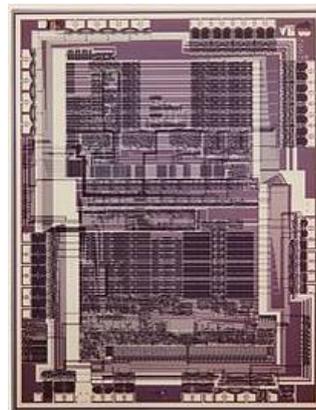


Рис. 16. Внешний вид внутренней начинки современного микропроцессора Apple одноименной фирмы США [18]

В этой связи микропроцессор со встроенными оперативными и программными запоминающими устройствами, контроллерами памяти, устройствами ввода-вывода и другими дополнительными функциями называют еще «микроконтроллером» [28]. Главной особенностью микроконтроллера является возможность программирования логики его работы. Размещение целого микропроцессора на одном чипе сверхбольшой степени интеграции (рис. 17), содержащего сотни миллионов электронных компонентов, привело к значительному снижению его стоимости [30]. Создание в конце 20-го столетия высокоинтегрированных микропроцессоров на одном кристалле обусловило их широкое применение в персональных компьютерах.

В настоящее время в микроэлектронике используются микропроцессорные системы, представляющие собой функционально законченные изделия, состоящие из одного или нескольких микропроцессоров (микроконтроллеров, рис. 18) [30]. В современных электронных устройствах находят применение также многоядерные (massively multi-core) процессоры, являющиеся центральными процессорами, содержащими два или несколько вычислительных ядра на одном процессорном полупроводниковом (кремниевом) кри-

сталле [30]. В таком процессоре его несколько ядер являются интегрированными на одну СБИМС. Понятие «многоядерное электронное устройство» может использоваться и при описании работы многоядерных систем (например, вычислителей типа Intel MIC [30]).

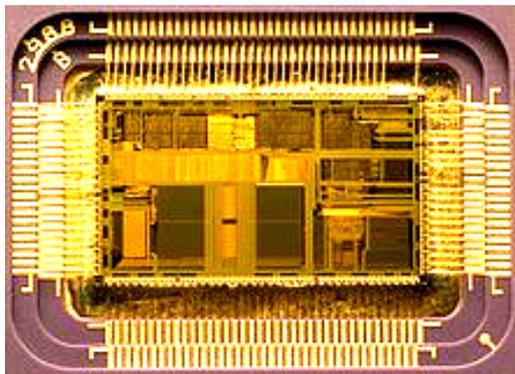


Рис. 17. Общий вид кремниевого кристалла микропроцессора 80486DX2 в корпусе для персонального компьютера [30]

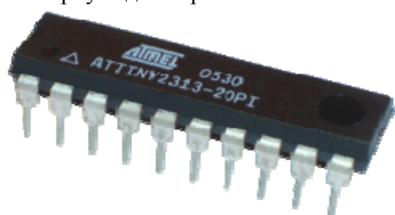


Рис. 18. Внешний вид современного микроконтроллера Attiny2313-20PI американской фирмы Atmel [30]

Микроконтроллер (от англ. «controller» – «управитель» [1]) является по существу ИМС (см. рис. 18), предназначенной для управления работой различных электронных устройств. Он представляет собой, по большому счету, однокристалльный микрокомпьютер. Первый патент США на микро-ЭВМ или микроконтроллер был выдан в 1971 г. сотрудникам американской компании «Texas Instruments», инженерам М. Кочрену и Г. Буну [30]. Именно они впервые предложили не только микропроцессор, но и память с устройствами ввода-вывода цифровой информации. В 1976 г. американская фирма «Intel» выпустила микроконтроллер i8048. В 1980 г. эта электронная фирма создала микроконтроллер i8051, на кремниевом кристалле которого было размещено 128 тыс. полевых транзисторов. Удачный набор периферийных устройств, возможность гибкого выбора внешней и внутренней программной памяти и приемлемая цена обеспечили этому микроконтроллеру успех на рынке электроники. На сегодняшний день существует более 200 модификаций микроконтроллеров, совместимых с i8051, выпускаемых двумя десятками компаний мира [30].

Непрерывное увеличение сложности микропроцессоров привело в мире электроники к тому, что сейчас один или несколько микропроцессоров используются в качестве вычислительных элементов во всех электронных устройствах, начиная от мобильного телефона и заканчивая мейнфреймами и суперкомпьютерами [30]. Достижения человечества в освоении космоса, начиная с конца 1960-х годов, обязаны применению на борту космических аппаратов компьютерной техники. Так, в космической программе НАСА США, связанной с первой посадкой человека на Луну (20 июля 1969 г. [31]), все бортовые вычисления для наведения, навигации и управ-

ления на космическом корабле «Аполлон-11» были предоставлены небольшим специализированным микропроцессором на кристалле кремния его бортового компьютера [30]. Эти электронные устройства были разработаны и изготовлены новой «молодой» американской компанией «Fairchild Semiconductor», обосновавшейся в перспективном технологическом районе США. Тогда же другая компания США «Texas Instruments» разрабатывала и производила германиевые ИМС для межконтинентальных баллистических ракет «Минитмен-2» [32].

4.1. «Кремниевая долина» США и технологический прорыв в микроэлектронике. Северная часть территории штата Калифорния (вблизи г. Сан-Франциско), на которой сосредоточено в настоящее время около половины всего научно-технического потенциала США в области электроники и вычислительной техники, получила название «Кремниевой долины» («Silicon Valley») [32]. Именно многочисленные электронные фирмы США (рис. 19), образовавшиеся на территории «Кремниевой долины», и внесли в 20-ом веке определяющий вклад в начало бурного развития мировой микроэлектроники. Именно с них начался процесс широкого применения ИМС в военной технике и технике гражданского назначения [32].



Рис. 19. Общий вид зданий некоторых компаний, входящих в состав крупнейшего технологического центра США [32]

Возникновение и активное развитие этого высокотехнологического центра США связано с сосредоточением на этой территории (с неофициальной столицей г. Сан-Хосе) ведущих американских университетов, городов на расстоянии друг от друга в менее часа езды, крупных источников финансирования новых компаний, а также климатом средиземноморского типа. Принято считать [32], что основателями «Кремниевой долины» были такие американские ученые как Уильям Шокли (рис. 20) и Фредерик Терман (рис. 21).

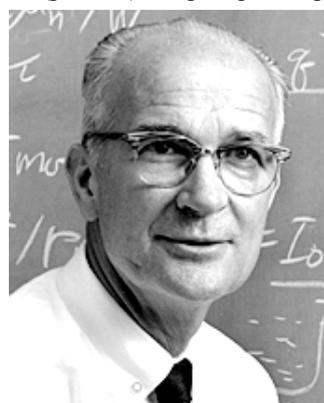


Рис. 20. Один из отцов-основателей «Кремниевой долины» («Silicon Valley») в американском штате Калифорния, профессор физики Уильям Шокли (William Shockley) [32]

Именно в этом регионе США с 1960-х годов началось активное применение кремния при наиболее передовом в мире производстве полупроводниковых приборов (транзисторов и ИМС). Сюда в 1956 г. переехал один из соавторов открытия транзисторного эффекта физик У. Шокли и основал свою компанию «Shockley Semiconductor Laboratory» в Маунтин-Вью, занимающуюся разработкой новой технологии использования кремния при производстве транзисторов [32]. Германий к этому времени зарекомендовал себя дорогим полупроводниковым материалом в получении и не устойчивым к повышенным температурам.



Рис. 21. Один из отцов-основателей «Кремниевой долины» («Silicon Valley») в американском штате Калифорния, профессор электротехники Стэнфордского университета США Фредерик Терман (Frederick Terman) [32]

Авторитарный стиль руководства У. Шокли и увлечение им собственной разработкой 4-х слойного полупроводникового диода привели к тому, что его восемь наиболее талантливых физиков и специалистов («Вероломная восьмерка» – «Traitorous Eight») покинули его компанию и вскоре на средства своего спонсора Шермана Ферчилда создали новую электронную компанию «Fairchild Semiconductor» [32]. Для У. Шокли и его бизнеса это событие имело плачевные последствия: вскоре убыточная компания «Shockley Semiconductor Laboratory» прекратила свое существование, а ее руководитель был вынужден уйти на преподавательскую работу в должности профессора в недалеко расположенный Стэнфордский университет США. Важно отметить, что У. Шокли как первооткрыватель транзисторного эффекта и автор важнейших работ по теории полупроводников в конце своей жизни считал своим главным научным достижением, как не парадоксально, вклад в генетику [32].

Компания «Fairchild Semiconductor» под руководством Роберта Нойса в своей деятельности придерживалась новой прогрессивной на то время социально-технической идеологии: *«Изобретения в технике могут изменить мир»*. Каждый ее сотрудник думал о своем личном вкладе в прогресс микроэлектроники. В этой компании сложилась новая корпоративная культура при разработке и производстве полупроводниковых приборов, включающая демократический стиль руководства и строгую трудовую дисциплину. Компания «Fairchild Semiconductor» оказалась успешным коммерческим проектом США в области микроэлектроники. Она стала мировым лидером в области создания транзисторов и ИМС на базе кристаллов кремния. Именно эта компания положила начало ряду но-

вых электронных компаний в «Кремниевой долине». Так, двое из указанной «восьмерки» (Gordon Moore и Robert Noyce), покинув электронную компанию «Fairchild Semiconductor», создали новую компанию «Intel», занимающуюся на первом этапе магнитными накопителями памяти. Затем в «Intel» последовали изобретения Р. Нойсом кремниевой ИМС и создание на ее базе первого чипового микропроцессора (1971 г.), ставшего в будущем принципиальной основой всех электронных устройств современности [32]. К 1980 г. лавинообразное деление электронных компаний в «Кремниевой долине» привело к созданию калифорнийского высокотехнологического парка (кластера), включающего 65 компаний, занимающихся разработкой и производством компьютеров и их составных частей, особенно микропроцессоров, а также программного обеспечения, устройств мобильной связи и биотехнологиями. По состоянию на 2006 г. «Кремниевая долина» стала в США третьим технологическим центром (после г. Нью-Йорка и г. Вашингтона) в области высоких технологий. В этом центре к указанному времени трудилось около 386 тыс. высококвалифицированных специалистов при их среднем годовом доходе около 80 тыс. \$ USA [32]. Совместными усилиями компании «Кремниевой долины» в период 20-21-го столетий совершили настоящий технологический прорыв в области микроэлектроники.

4.2. Ближайшие перспективы, основные тенденции и проблемы в развитии мировой микроэлектроники. В настоящее время в мировой электронике стали развиваться исследования по разработке и созданию новых вакуумных микроприборов на базе ИМС с автоэлектронной эмиссией [33]. Эти новые полупроводниковые приборы обладают сверхвысоким быстродействием, высокой стойкостью к радиации, слабой чувствительностью к температуре среды и большим КПД. Данная электроника получила название «вакуумной микроэлектроники», базирующейся на вакуумных интегральных микросхемах (ВИМС).

4.2.1. Вакуумная микроэлектроника. Считается, что функциональные возможности ВИМС будут существенно отличаться от возможностей существующих ИМС. Вакуумная микроэлектроника становится одним из важнейших направлений в развитии СВЧ электроники, используемой в радиолокационных комплексах, телекоммуникационных устройствах и системах обработки информации [33]. Связано это с тем, что традиционная полупроводниковая техника уже не в состоянии в условиях экстремальных воздействий окружающей среды обеспечивать высоконадежную передачу, прием, хранение и обработку в реальном масштабе времени очень больших по объему потоков информации. По этой причине в последние десятилетия во всех ведущих странах мира проводятся интенсивные работы, связанные с изучением фундаментальных проблем вакуумной микроэлектроники.

4.2.2. Вакуумная наноэлектроника. В последние годы специалисты все больше внимания уделяют электронике, использующей автоэмиссионные свойства углеродных нанотрубок (англ. CNT). Этот новый раздел в электронике получил название «вакуумной наноэлектроники» [33]. Основные усилия в данной области электроники направлены сейчас на разработ-

ку и создание плоских экранов дисплеев и телевизоров на основе CNT. В 2005 г. компания «Motorola» сообщила о создании прототипа дисплея на базе CNT. В 2006 г. корпорация «Samsung» продемонстрировала свой прототип дисплея на базе CNT, панель которого имела толщину 30 мкм [33]. Отметим, что в своих разработках эта корпорация успешно сотрудничает с американской компанией «Carbon Nanotechnologies Inc.», которая поставляет ей указанные нанотрубки. Видимо, не «за горами» создание в электронике плоскопанельных телевизоров на базе новой технологии. Согласно [33] проблема появления в быту людей дисплея, пространственно и энергетически сопрягаемого с ИМС, наилучшим образом решается путем создания плоского катодоллюминесцентного экрана с автоэлектронным наноструктурированным катодом. Поэтому можно говорить о том, что вакуумная микроэлектроника и вакуумная наноэлектроника позволяют создать принципиально новые вакуумные лампы СВЧ диапазона, а также принципиально новые и высокоэффективные плоские катодоллюминесцентные дисплеи [33].

4.2.3. Новые тенденции при создании ИМС. В последние десятилетия стремительно развивается технология изготовления полевых транзисторов на высокоподвижных электронах (ТВПЭ), которые широко используются в СВЧ устройствах связи и радионаблюдения. На основе ТВПЭ создаются как гибридные, так и монолитные микроволновые интегральные схемы. В основе действия ТВПЭ лежит управление их проводящим каналом с помощью двумерного электронного газа, область которого создается под контактом электрода-затвора полевого транзистора благодаря применению в нем гетероперехода и очень тонкого диэлектрического слоя-спейсера [20]. Для практической реализации СБИМС создаются сверхминиатюрные полевые микротранзисторы. Они изготавливаются с применением нанотехнологий с геометрическим разрешением оборудования менее 100 нм. У таких полупроводниковых приборов толщина подзатворного диэлектрика транзистора доходит до нескольких атомных слоев. Благодаря этому в современных микропроцессорах американской корпорации «Intel» число электронных компонентов составляет от десятков миллионов до двух миллиардов штук [20].

4.2.4. Космическая микроэлектроника. К микроэлектронике, предназначенной для использования в космических и военных целях, предъявляются повышенные требования по [21]: надежности ИМС (как кристалла полупроводника, так и корпуса), устойчивости к мгновенной дозе гамма и нейтронного излучения, стойкости к мощному электромагнитному импульсу ядерного взрыва, устойчивости к вибрациям и механическим перегрузкам, устойчивости к повышенной влажности и температуре среды (от $-40\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $+125\text{ }^{\circ}\text{C}$). Самой большой проблемой космической микроэлектроники является защита бортовых электронных устройств от поражающего воздействия на них тяжелых космических заряженных частиц, обладающих высокой энергией, достаточной для «пробития» их ИМС насквозь с образованием за собой мощного «шлейфа» электрических зарядов [21]. На рис. 22 показана современная СБИМС для применения на искусственных спутниках и космических аппаратах.

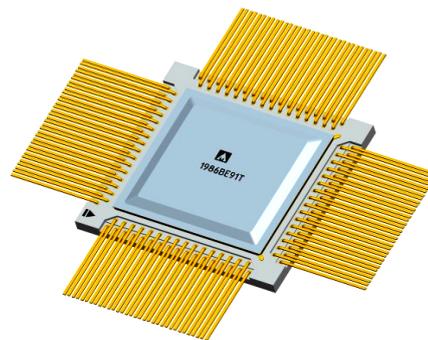


Рис. 22. Внешний вид СБИМС в металлокерамическом корпусе, предназначенной для использования в космосе [21]

Кроме того, следует заметить, что вокруг нашей планеты имеется два мощных пояса заряженных частиц (так называемые радиационные пояса Ван Аллена) [21]: один на высоте около 4000 км, состоящий из протонов, а другой на высоте около 17000 км с потоком электронов. Уровень космической радиации на высотах (300-500) км над Землей, где обычно летают спутники и космические аппараты, такой, что годовая доза радиации там достигает $100\text{ рад}=1\text{ Дж/кг}=1\text{ Грэй}$ [34]. На высотах более 1000 км годовая доза радиации может составлять 10000 рад и более [21]. Для обычных коммерческих ИМС «смертельная» доза радиации составляет около 5000 рад. Поэтому за несколько месяцев полета в таких космических условиях обычные ИМС наберут свою «смертельную» дозу радиации и выйдут из строя. В этой связи для полетов космических аппаратов на высоких орбитах ($\geq 1000\text{ км}$) и в дальнем космосе для их электронных устройств нужны специальные радиационно-стойкие ИМС [21].

4.2.5. Оптоэлектроника. В начале 21-го века эволюция твердотельной электроники в направлении миниатюризации электронных компонентов постепенно приостановилась и в настоящее время практически остановлена [2]. Эта остановка была предопределена достижением в этом виде электроники минимально возможных размеров полупроводниковых транзисторов, проводников и других компонентов на кристалле полупроводника, способных отводить (рассеивать) выделяемое на них тепло при протекании через них электрических зарядов (тока) и не разрушаться. Эти геометрические размеры в микрочипах достигли единиц нанометров, что и обусловило название технологии по их производству – нанотехнологией [18]. В этой связи возможно в ближайшем будущем следующим этапом в эволюции мировой электроники станет «оптоэлектроника», в которой несущим энергоинформационным элементом выступает такая квантовая квазичастица без массы покоя как фотон, значительно более подвижный и менее инерционный по своей физической природе представитель микромира чем свободный электрон («дырка») в кристалле полупроводника твердотельной электроники.

4.2.6. Кибербезопасность. Проблемной задачей мирового уровня в микроэлектронике является обеспечение кибербезопасности компьютерных систем как частных и государственных компаний, так и компьютеров отдельных граждан. В последние годы кибератаки хакеров по всему миру приобрели массовый и системный характер. Простых и надежных защитных мер и решений от подобных атак в области кибербезопасности в настоящее время не существует.

Выводы.

1. Выполненный научно-технический обзор развития за период 20-21-го столетий мировой электроники свидетельствует об огромном технологическом прорыве человечества в этой очень сложной области знаний, направленном на службу обществу. Электроника находится на «пороге» новых открытий.

2. Электроника проникла практически во все сферы человеческой деятельности. Техносфера землян стала просто не мыслима без электронных устройств (например, компьютеров, микропроцессоров и др.). Объективный процесс развития нашей цивилизации привел к полной зависимости человека от электроники и ее научно-технических достижений. Электроника принесла людям много благ и удобств. Но вместе с этим в монополизме электроники для человечества кроется и скрытая угроза. Преднамеренный или аварийный непреднамеренный одновременный выход из строя основных и дублирующих электронных устройств систем управления на ответственных технических объектах (например, на атомных электростанциях, ядерных производствах и военных центрах управления ракетами стратегического назначения) может привести к катастрофическим последствиям для крупных регионов развитых стран мира.

3. Проблема кибербезопасности электронных устройств и компьютерных систем военного и гражданского назначения в настоящее время приобретает особую актуальность и значимость. Разработке и широкому внедрению в электронную практику эффективных мер и средств борьбы с кибератаками (кибертерроризмом) должно всегда уделяться повышенное внимание соответствующих служб и специалистов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
2. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Электроника>.
3. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. – Х.: НТУ «ХПИ», 2008. – 252 с.
4. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Феникс, 2006. – 1176 с.
5. https://ru.wikipedia.org/wiki/Электронная_лампа.
6. <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/1114547>.
7. <https://wiki.rock63.ru/Радиолампа>.
8. http://dic.academic.ru/dic.nsf/enc_tech/1440/Электроника.
9. http://www.petrofflab.ru/p/blog-page_12.html.
10. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Тиратрон>.
11. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Тригatron>.
12. Дашук П.Н., Зайенц С.Л., Комельков В.С., Кучинский Г.С., Николаевская Н.Н., Шкуропат П.И., Шнеерсон Г.А. Техника больших импульсных токов и магнитных полей. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
13. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Крайтрон>.
14. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 40: Научное открытие метода взрывной импlosion для получения сверхкритической массы ядерного заряда и украинский «след» в американском атомном проекте «Манхэттен» // Электротехника и электромеханика. – 2017. – №5. – С. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.01.
15. https://ru.wikipedia.org/wiki/Ксеноновая_дуговая_лампа.
16. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Транзистор>.
17. https://ru.wikipedia.org/wiki/Изобретение_транзистора.
18. https://ru.wikipedia.org/wiki/Технологический_процесс_в_электронной_промышленности.
19. Овсянников Н.И. Кремниевые биполярные транзисторы. Справочное пособие. – Минск: Высшая школа, 1989. – 302 с.
20. https://ru.wikipedia.org/wiki/Полевой_транзистор.

21. <https://cont.ws/@nikkuro/514968>.
22. Ефимов И.Е., Козырь И.Я., Горбунов Ю.И. Микроэлектроника. – М.: Высшая школа, 1987. – 416 с.
23. https://ru.wikipedia.org/wiki/Интегральная_схема.
24. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 3-х томах. Том 3. – Х.: ФЛП Панов А.Н., 2016. – 415 с.
25. Черняев В.Н. Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров. – М.: Радио и связь, 1987. – 464 с.
26. Готра З.Ю. Справочник по технологии микроэлектронных устройств. – Львов: Каменяр, 1986. – 287 с.
27. Бер А.Ю., Минскер Ф.Е. Сборка полупроводниковых приборов и интегральных микросхем. – М.: Высшая школа, 1986. – 279 с.
28. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Микроэлектроника>.
29. Рабаи Ж., Чандракасан А., Николич Б. Цифровые интегральные схемы. Методология проектирования. – М.: Вильямс, 2007. – 912 с.
30. <https://ru.wikipedia.org/wiki/Микропроцессор>.
31. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 3-х томах. Том 2. – Х.: НТМТ, 2013. – 333 с.
32. https://ru.wikipedia.org/wiki/Силиконовая_долина.
33. <http://www.pandia.ru/text/78/325/3338.php>.
34. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.

REFERENCES

1. *Bol'shoy illjustrirovannyj slovar' inostrannyh slov* [Large illustrated dictionary of foreign words]. Moscow, Russkie slovari Publ., 2004. 957 p. (Rus).
2. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Electronics> (accessed 11 June 2012).
3. Baranov M.I. *Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografija v 2-h tomah. Tom 1: Elektrofizika i vydajushhiesja fiziki mira* [Selected topics electrophysics: Monographs in 2 vols. Vol.1: Electrophysics and outstanding physics of the world]. Kharkov, NTU «KhPI» Publ., 2008. 252 p. (Rus).
4. Khramov Yu.A. *Istoriia fiziki* [History of Physics]. Kiev, Feniks Publ., 2006. 1176 p. (Rus).
5. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Vacuum_tube (accessed 22 May 2013).
6. Available at: <http://dic.academic.ru/dic.nsf/ruwiki/1114547> (accessed 10 April 2013). (Rus).
7. Available at: <https://wiki.rock63.ru/Радиолампа> (accessed 25 September 2014). (Rus).
8. Available at: http://dic.academic.ru/dic.nsf/enc_tech/1440/Электроника (accessed 16 June 2015). (Rus).
9. Available at: http://www.petrofflab.ru/p/blog-page_12.html (accessed 25 January 2014). (Rus).
10. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Thyratron> (accessed 06 August 2014).
11. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Trigatron> (accessed 10 May 2015).
12. Dashuk P.N., Zayents S.L., Komel'kov V.S., Kuchinskiy G.S., Nikolaevskaya N.N., Shkuropat P.I., Shneerson G.A. *Tehnika bol'shih impul'snyh tokov i magnitnyh polej* [Technique large pulsed currents and magnetic fields]. Moscow, Atomizdat Publ., 1970. 472 p. (Rus).
13. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Krytрон> (accessed 20 April 2014).
14. Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 40: The scientific opening of the method of explosive implosion for the obtaining above critical mass of nuclear charge and Ukrainian «track» in the «Manhattan» American atomic project. *Electrical engineering & electromechanics*, 2017, no.5, pp. 3-13. doi: 10.20998/2074-272X.2017.5.01.
15. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Xenon_arc_lamp (accessed 21 February 2014).
16. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Transistor> (accessed 12 March 2013).

17. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/History_of_the_transistor (accessed 28 June 2013).
18. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Semiconductor_device_fabrication (accessed 16 October 2013).
19. Ovsyannikov N.I. *Kremnievye bipoljarnye tranzistory. Spravochnoe posobie* [Silicon bipolar transistors]. Minsk, Higher School Publ., 1989. 302 p. (Rus).
20. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Field-effect_transistor (accessed 19 July 2013).
21. Available at: <https://cont.ws/@nikkuro/514968> (accessed 08 December 2012).
22. Ephimov I.E., Kozyr' I.J., Gorbunov Yu.I. *Mikroelektronika* [Microelectronics]. Moscow, Higher School Publ., 1987. 416 p. (Rus).
23. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Integrated_circuit (accessed 22 May 2014).
24. Baranov M.I. *Antologija vydajushhihsja dostizhenij v nauke i tehnikе: Monografija v 3-h tomah. Tom 3* [An anthology of the distinguished achievements in science and technique: Monograph in 3 volumes. Volume 3]. Kharkiv, PhPB Panov A.N. Publ., 2016. 415 p. (Rus).
25. Chernyaev V.N. *Tehnologija proizvodstva integral'nyh mikroshem i mikroprocessorov* [The technology of production of integrated microcircuits and microprocessors]. Moscow, Radio and Communication Publ., 1987. 464 p. (Rus).
26. Gotra Z.Yu. *Spravochnik po tehnologii mikroelektronnyh ustrojstv* [Handbook of microelectronic devices technology]. Lviv, Kamenyar Publ., 1986. 287 p. (Rus).
27. Ber A.Yu., Minsker F.E. *Sborka poluprovodnikovyh priborov i integral'nyh mikroshem* [The assembly of semiconductor devices and integrated microcircuits]. Moscow, Higher School Publ., 1986. 279 p. (Rus).
28. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Microelectronics> (accessed 11 May 2014).
29. Rabay J., Chandrakasan A., Nikolic B. *Cifrovye integral'nye shemy. Metodologija proektirovanija* [Digital integrated circuits. Methodology of designing]. Moscow, Willyams Publ., 2007. 912 p. (Rus).
30. Available at: <https://en.wikipedia.org/wiki/Microprocessor> (accessed 18 October 2013).
31. Baranov M.I. *Antologija vydaiushchikhsia dostizhenij v nauke i tehnikе: Monografija v 2-kh tomakh. Tom 2*. [An anthology of outstanding achievements in science and technology: Monographs in 2 vols. Vol.2]. Kharkov, NTMT Publ., 2013. 333 p. (Rus).
32. Available at: https://en.wikipedia.org/wiki/Silicon_Valley (accessed 20 May 2014).
33. Available at: <http://www.pandia.ru/text/78/325/3338.php> (accessed 10 October 2012). (Rus).
34. Kuhling H. *Spravochnik po fizike. Per. s nem.* [Dictionary on Physics. Translated from German]. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. (Rus).

Поступила (received) 31.05.2017

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., гл.н.с.,
НИПКИ «Молния»
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 7076841,
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

M.I. Baranov

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

An anthology of the distinguished achievements in science and technique. Part 42: Electronics: retrospective view, successes and prospects of its development.

Purpose. Preparation of brief scientific and technical review about sources, retrospective view, basic stages, achievements, problems, trends and prospects of development of world electronics for period of 20th-21st centuries. **Methodology.** Known scientific methods of collection, analysis and analytical treatment of the opened scientific and technical information of world level in area of a vacuum electronics, semiconductor electronics, vacuum microelectronics and nanoelectronics, and also optical electronics. **Results.** A brief analytical scientific and technical review is resulted about the primary and present states, achievements, trends and prospects of development of electronics in the developed countries of the world. From positions of approach of the systems advantages and lacks of semiconductor microelectronics are described as compared to a vacuum electronics. Considerable progress is marked in development of semiconductor element base (microtransistors, microprocessors, microcontrollers and other) for creation of different electronic devices and computing engineering. Information, touching the determining deposit of electronic companies of the «Silicon Valley» in the USA in providing of technological breach in area of modern microelectronics, production of computers and their microprocessors, software and creation of devices of mobile communication development, is resulted. The basic problems of space microelectronics are affected. The possible ways of further development are indicated in the world of electronics, including vacuum microelectronics and nanoelectronics, and also optical electronics. The special attention is turned for urgent development of high-efficiency protective facilities specialists against cyber attacks hackers on the computer systems. In a review an accent is done on the sharp necessity of acceptance the proper services of drastic measures for a fight with cyber terrorism. **Originality.** Systematization of the scientific and technical materials touching world history of development and creation of modern element base of a vacuum electronics and semiconductor microelectronics known from the sources opened in outer informative space is executed. Possible new perspective directions of development in the modern world of microelectronics are formulated. **Practical value.** Popularization and deepening for students, engineer and technical specialists and research workers of front-rank scientific and technical knowledge in the topical area of development, creation and application in the modern technique of the different setting of high-computer-integrated electronic devices, extending their scientific range of interests and further development of scientific and technical progress in society. References 34, figures 22.

Key words: vacuum electronics, radio lamp, solid state microelectronics, transistor, integrated circuit, microprocessor, vacuum integrated circuit, vacuum microelectronics and nanoelectronics, trends and prospects of electronics development.

А.В. Беспрозванных, А.В. Рогинский

ДИЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СПЕКТРОСКОПИЯ КОРПУСНОЙ ТЕРМОРЕАКТИВНОЙ КОМПОЗИТНОЙ ЭЛЕКТРОИЗОЛЯЦИОННОЙ СИСТЕМЫ АСИНХРОННЫХ ТЯГОВЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН

Представлено схему заміщення обмоток статора при з'єднанні «зіркою» асинхронного тягового двигуна. За результати моделювання частотних залежностей ємності та тангенсу кута діелектричних втрат встановлено наявність двох резонансних частот в діапазоні 1 та 10 кГц. Показано, що вимірювання тангенсу кута діелектричних втрат ізоляційної системи на частоті 10 кГц чутливі до рівня діелектричних втрат в корпусній терморезистивній електричній ізоляції. Результати математичного моделювання узгоджуються з вимірюваннями сукупних діелектричних характеристик корпусної композитної електроізоляційної системи трьох фаз. Бібл. 9, табл. 1, рис. 4.

Ключові слова: терморезистивна композитна ізоляція, асинхронний тяговий двигун, діелектрична спектроскопія, схема заміщення, сукупна електрична ємність, тангенс кута діелектричних втрат, резонансна частота.

Представлено схему замещения обмоток статора при соединении «звездой» асинхронного тягового двигателя. На основании результатов моделирования частотных зависимостей емкости и тангенса угла диэлектрических потерь установлено наличие двух резонансных частот в диапазоне 1 и 10 кГц. Показано, что измерения тангенса угла диэлектрических потерь изоляционной системы на частоте 10 кГц чувствительны к уровню диэлектрических потерь в корпусной терморезистивной электрической изоляции. Результаты математического моделирования согласуются с измерениями совокупных диэлектрических характеристик корпусной композитной электроизоляционной системы трех фаз. Библ. 9, табл. 1, рис. 4.

Ключевые слова: терморезистивная композитная изоляция, асинхронный тяговый двигатель, диэлектрическая спектроскопия, схема замещения, электрическая емкость, тангенс угла диэлектрических потерь, резонансная частота.

Введение. Сложные условия эксплуатации тяговых машин постоянного и переменного тока высокого напряжения предъявляют повышенные требования к электрической изоляции. Так, терморезистивная композитная электрическая изоляция тяговых электрических двигателей (ТЭД) подвергается значительному нагреву, воздействию влаги, перенапряжений, вибрации. Изоляция должна обладать достаточной электрической и механической прочностью, быть нагрево- и влагоустойчивой. Современные электроизоляционные материалы и технологии их изготовления позволили усовершенствовать системы высоковольтной терморезистивной композитной электрической изоляции двигателей, улучшить их эксплуатационные и энергетические характеристики [1]. Применение изоляции класса нагревостойкости Н (180 °С) повышает надежность ТЭД, позволяет при тех же размерах реализовать большую мощность. Такие системы изоляции способны работать не менее 50 тыс. часов при температуре 180 °С и выдерживать перенапряжения свыше 10 кВ.

Для электрической изоляции с высокой долей содержания слюды и эпоксидной смолы обмоток ТЭД используется как технология вакуум-нагнетательной пропитки, так и предварительно пропитанных лент. Процедура вакуум-нагнетательной пропитки гарантирует высокую механическую прочность, особенно лобовой части обмотки, и высокую электрическую прочность. Во время процесса пропитки изоляционной системы измеряется вязкость смолы; температура пропитки и отверждения; время выдержки под давлением; пониженное и избыточное давление.

Постановка проблемы. На всех этапах изготовления ТЭД: перед пропиткой якоря и катушек, после термообработки (запечки) якоря и катушек, в готовом двигателе – проверяются величина сопротивления изоляции и электрическая прочность [2, 3]. Изоляция

стержней (катушек) машин мощностью более 5 МВт и напряжением больше 6 кВ для контроля технологии изготовления подвергается дополнительному испытанию [4]: измерению тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ изоляции в зависимости от приложенного испытательного напряжения при нормальной температуре воздуха. Измерение тангенса угла диэлектрических потерь изоляции производится мостом Шеринга на частоте 50 Гц. Такие испытания позволяют косвенно судить о наличии воздушных включений, обусловленных расслоением терморезистивной изоляции в результате ее неполной полимеризации. Измерения только на одной частоте 50 Гц не позволяют в полной мере выявить остаточную влагу и расслоение терморезистивной композитной изоляционной системы ТЭД. Высокая эксплуатационная надежность тяговых электрических двигателей определяется качеством изоляции обмоток, которая должна иметь высокую влагостойкость.

В последнее десятилетие значительное теоретическое и экспериментальное развитие получила **диэлектрическая спектроскопия**. В диэлектрической спектроскопии выполняется анализ функции комплексной диэлектрической проницаемости ε^* изоляции по диапазону частот и напряжения [5-7]:

$$\varepsilon^* = \varepsilon' - i\varepsilon'' = \varepsilon - i\sigma / \omega\varepsilon_0,$$

где ε' – действительная часть комплексной диэлектрической проницаемости (относительная диэлектрическая проницаемость ε), определяющая электрическую емкость изоляции; ε'' – мнимая часть, определяющая потери энергии в изоляции: $\varepsilon'' = \sigma / \omega\varepsilon_0$, σ – удельная объемная проводимость материала изоляции, См/м; ω – круговая частота приложенного тока, рад/с; $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная.

© А.В. Беспрозванных, А.В. Рогинский

Тангенс угла диэлектрических потерь определяет потери на электропроводность и поляризацию

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\varepsilon''}{\varepsilon'}$$

Частотная зависимость емкости и тангенса угла диэлектрических потерь позволяет судить о состоянии термореактивной изоляционной системы ТЭД.

Целью статьи является обоснование возможности применения диэлектрической спектроскопии для контроля состояния корпусной термореактивной композитной электроизоляционной системы асинхронных тяговых двигателей на технологической стадии изготовления.

Метод совокупных измерений диэлектрических параметров термореактивной изоляционной системы. В асинхронных тяговых двигателях (АТД), у которых фазы обмотки статора соединены в «звезду» и не имеют вывода нулевой точки (глухое соединение фаз обмотки), для измерения емкости и тангенса угла диэлектрических потерь фазной изоляции целесообразно применять двухэлектродное подключение двух фаз к измерительной цепи. Это метод совокупных измерений без закорачивания остальной, не участвующей в измерениях, фазы. Для этого необходимо выполнить *три измерения* (индексы *a, b, c* в (1)), по результатам которых на основании решения системы линейных алгебраических уравнений для емкостей и тангенса угла диэлектрических потерь (1) определяются диэлектрические параметры изоляции обмоток каждой из фаз (индексы 1, 2, 3 в (1), соединенных в «звезду» [8]

$$\left. \begin{aligned} \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} &= \frac{1}{C_a} & \operatorname{tg} \delta_1 \frac{C_2}{C_1 + C_2} + \operatorname{tg} \delta_2 \frac{C_1}{C_1 + C_2} &= \operatorname{tg} \delta_a \\ \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_3} &= \frac{1}{C_b} & \operatorname{tg} \delta_1 \frac{C_3}{C_1 + C_3} + \operatorname{tg} \delta_3 \frac{C_1}{C_1 + C_3} &= \operatorname{tg} \delta_b \\ \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} &= \frac{1}{C_c} & \operatorname{tg} \delta_2 \frac{C_3}{C_2 + C_3} + \operatorname{tg} \delta_3 \frac{C_2}{C_2 + C_3} &= \operatorname{tg} \delta_c \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Совокупные диэлектрические характеристики корпусной термореактивной изоляционной системы АТД. При двухэлектродном подключении одной из фаз и корпуса измеряются совокупные характеристики емкости *C* и тангенса угла диэлектрических потерь *tgδ* корпусной изоляционной системы трех фаз. На рис. 1 представлена схема замещения обмоток статора АТД [9]. Обмотки соединены по схеме «звезда». Нулевая точка *O* недоступна для измерений. На схеме обозначены: *R1, L1, R2, L2* – омические сопротивления и индуктивности обмоток каждой из фаз; *C3, R3* – емкость каждой из фаз относительно корпуса (емкость корпусной изоляционной системы) и эквивалентное сопротивление каждой из фаз. Резистор *R3*, включенный параллельно, отражает сопротивление утечки изоляции (при измерениях на постоянном напряжении) или эквивалентное сопротивление диэлектрических потерь (при измерениях на переменном напряжении). Упрощенная двухэлементная схема замещения корпусной изоляции не отражает релаксационных процессов в изоляции, связанных с накоплением объемных зарядов.

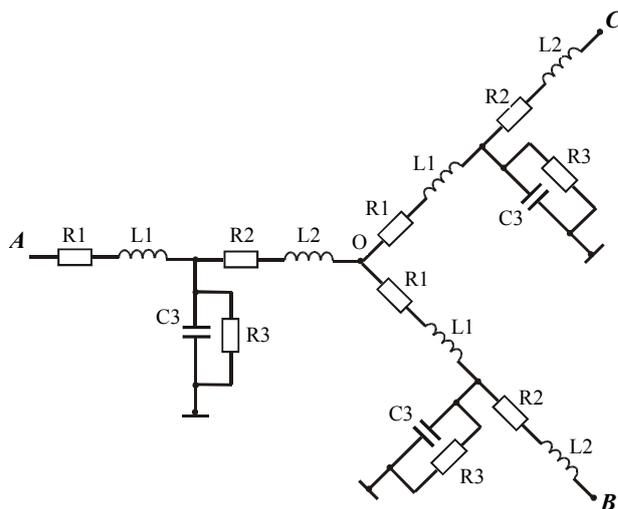


Рис. 1. Схема замещения обмоток статора АТД

Комплексное сопротивление фазы А определяется как

$$\underline{Z}_A = R_1 + j\omega L_1 + \left[\frac{R_3(-j\frac{1}{\omega C_3})}{R_3 - j\frac{1}{\omega C_3}} \right] \parallel \left[R_2 + j\omega L_2 + \frac{R_1}{2} + \frac{j\omega L_1}{2} + \frac{R_3(-j\frac{1}{\omega C_3})}{R_3 - j\frac{1}{\omega C_3}} \right] \quad (2)$$

где знаком \parallel обозначено параллельное соединение фрагментов схемы замещения.

Принимая одинаковыми омические сопротивления и индуктивности половин обмоток каждой из фаз $R_1 = R_2 = R_L, L_1 = L_2 = L$, можно определить комплексное сопротивление \underline{Z}_L и проводимость \underline{Y}_C половины обмотки

$$\underline{Z}_L = \frac{1}{2} \left(\frac{R_L}{2} + \frac{j\omega L}{2} \right), \underline{Z}_C = r - \frac{j}{\omega \cdot C}, \underline{Y}_C = \frac{1}{\underline{Z}_C}$$

Комплексное сопротивление \underline{Z}_{LC} (комплексная проводимость \underline{Y}_{LC}) второй половины обмотки и двух половин двух других обмоток

$$\underline{Z}_{LC} = \underline{Z}_L + \frac{\underline{Z}_L + \underline{Z}_C}{2}, \underline{Y}_{LC} = \frac{1}{\underline{Z}_{LC}}, \underline{Z} = \underline{Z}_L + \underline{Z}_{CLC}$$

$$\underline{Y}_{CLC} = \underline{Y}_C + \underline{Y}_{LC}, \underline{Z}_{CLC} = \frac{1}{\underline{Y}_{CLC}}, \underline{Z} = \underline{Z}_L + \underline{Z}_{CLC}$$

Тогда искомые совокупные диэлектрические характеристики изоляционной системы обмоток относительно корпуса определяются на основании (3)

$$R_e = \operatorname{real}(\underline{Z}), C_e = -\frac{\omega}{\operatorname{imag}(\underline{Z})}, \operatorname{tg} \delta_e = R_e \cdot C_e \cdot \omega \quad (3)$$

Модельные частотные зависимости совокупных диэлектрических характеристик корпусной изоляционной системы. На рис. 2, 3 приведены частотные зависимости емкости и тангенса угла диэлектрических потерь корпусной изоляционной системы обмоток АТД, построенные на основании (2, 3). В диапазоне частот от 1 до 10 кГц обмотки имеют две

резонансных частоты. Первая – в области 4.2 кГц; вторая – вблизи частоты 10 кГц. Измерения вблизи частоты 10 кГц весьма чувствительны к уровню диэлектрических потерь в изоляции (рис. 3). При изменении $\text{tg}\delta$ собственно *изоляции* от $0.074 = 7.4\%$ до $0.012 = 1.2\%$ (т.е. почти в 6 раз – см. рис. 4, частота 10 кГц) результат измерения параметра $\text{tg}\delta_{10\text{кГц}}$ всей обмотки изменяется в десятки – сотни раз (рис. 3). На рис. 3 кривые 1-3 построены в предположении: кривая 1 – при постоянном значении $\text{tg}\delta$ термореактивной композитной изоляции; 2 и 3 – при степенном законе изменения тангенса угла диэлектрических потерь изоляции: 2 – при $\text{tg}\delta = \text{tg}\delta_0(f_0/f)^{0.2}$; 3 – при $\text{tg}\delta = \text{tg}\delta_0(f_0/f)^{0.4}$, где индексы «0» соответствуют значению на частоте 100 Гц.

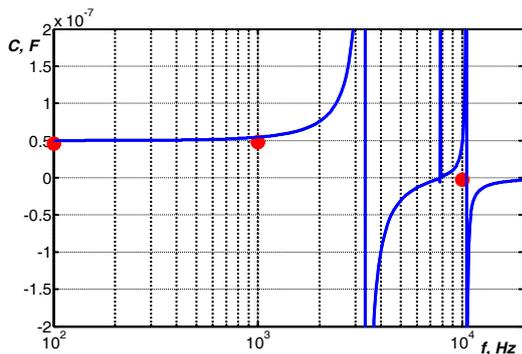


Рис. 2. Зависимость от частоты эффективной емкости обмоток относительно корпуса (емкость корпусной изоляционной системы): точки – экспериментальные данные; сплошная линия – расчет по схеме замещения рис. 1

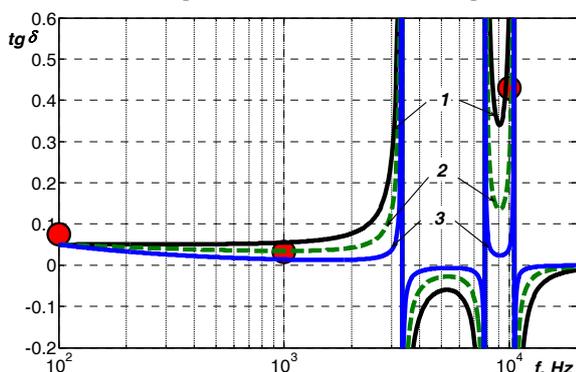


Рис. 3. Зависимости от частоты тангенса угла диэлектрических потерь корпусной изоляционной системы: точки – экспериментальные данные; сплошные линии – расчет по схеме замещения рис. 1

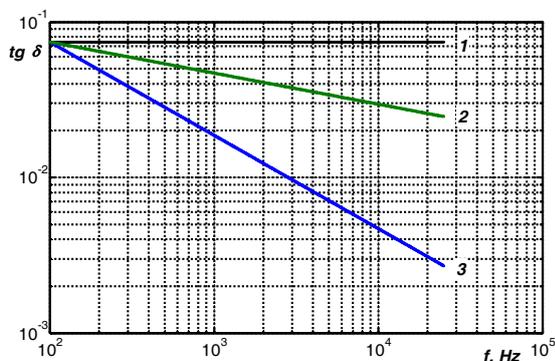


Рис. 4. Зависимости от частоты тангенса угла диэлектрических потерь корпусной термореактивной изоляции, принятые при расчете частотных зависимостей C и $\text{tg}\delta$ изоляционной системы обмоток

В табл. 1 приведены результаты измерений совокупных диэлектрических характеристик корпусной изоляционной системы обмоток АД. Измерения выполнены на трех частотах: 100 Гц, 1 кГц и 10 кГц. Первые две частоты оказались ниже, а третья – выше собственной резонансной частоты (табл. 1). Значит, собственная резонансная частота обмоток (первая резонансная частота) находится в диапазоне 1-10 кГц. При измерениях на частотах, выше резонансной, измеряются *совокупные* параметры как основной, так и *паразитной* цепей. Так, при контроле емкости и тангенса угла диэлектрических потерь $\text{tg}\delta$ корпусной изоляционной системы на частоте 10 кГц (выше резонансной) показания измерителя иммитанса становятся отрицательными: $C = -2.8639 \text{ нФ} < 0$. Это означает, что комплексное сопротивление изоляционного промежутка «три фазы – корпус» на этой частоте носит уже не емкостной, а индуктивный характер.

Таблица 1
Совокупные диэлектрические параметры корпусной системы асинхронного двигателя

Асинхронный двигатель: - напряжение 1.875 кВ; - мощность 1200 кВт. Класс изоляции Н	Частоты измерений, кГц					
	0.1		1		10	
	C, нФ	$\text{tg}\delta$, %	C, нФ	$\text{tg}\delta$, %	C, нФ	$\text{tg}\delta$, %
	45.639	7.435	47.473	3.151	-2.8639	43.016

Выводы. Результаты моделирования частотных зависимостей совокупных диэлектрических характеристик на основе схемы замещения обмоток статора при соединении «звездой» асинхронного тягового двигателя свидетельствуют о наличии двух резонансных частот в диапазоне 1 и 10 кГц. На частоте 10 кГц тангенс угла диэлектрических потерь всей изоляционной системы обмоток изменяется в десятки – сотни раз, что дает возможность контролировать состояние композитной изоляции на этой частоте. Наличие остаточной влаги в корпусной изоляции приводит к росту $\text{tg}\delta$ корпусной композитной термореактивной системы с уменьшением частоты.

Диэлектрическая спектроскопия совокупных диэлектрических характеристик на переменном напряжении позволяет оценить состояние корпусной термореактивной электроизоляционной системы на конечной стадии изготовления асинхронных тяговых двигателей.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Яцько С.И., Карпенко В.В., Василенко Д.Ю. Исследования устойчивости систем изоляции тяговых электрических машин к воздействию климатических факторов // Вісник Кременчужького державного університету імені Михайла Остроградського. – 2010. – №4/2010(63). – Ч.1. – С. 134-140.
2. IEC 60349-1 Ed. 2.0 b: 2010. Electric traction – Rotating electrical machines for rail and road vehicles – Part 1: Machines other than electronic converter-fed alternating current motors, 2010. 129 p.
3. IEC 60034-18-1:2010. Rotating electrical machines – Part 18-1: Functional evaluation of insulation systems – General guidelines, 2010. 33 p.

4. IEC 60060-1:2010 High-voltage test techniques – Part 1: General definitions and test requirements, 2010. 149 p.
5. Gavrilina D.E. Dielectric Spectroscopy, a Modern Method for Microstructural Characterization of Materials // *Journal of Materials Science and Engineering*. – 2014. – A4, №1. – pp. 18-26.
6. Koch F. Transforming dielectric response measurements from time to frequency domain // *Nordic Insulation Symposium on Materials, Components and Diagnostics (NordIS)*. Session 4, June 15-17, 2009. Gothenburg, Sweden.
7. Беспрозванных 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.
8. Беспрозванных А.В., Набока Б.Г. Влияние паразитных емкостей на результаты измерений параметров многожильных кабелей при оценке их технического состояния // *Электричество*. – 2011. – №5. – С. 27-36.
9. Беспрозванных А.В., Набока Б.Г. Математические модели и методы расчета электроизоляционных конструкций. – Харьков: НТУ «ХПИ». – 2012. – 108 с.

REFERENCES

1. Yatsko S.I., Karpenko V.V., Vasilenko D.Yu. Investigations of the stability of isolation systems of traction electric machines to the effect of climatic factors. *Transactions of Kremenchuk Mykhaylo Ostrogradskiy State University*, 2010, iss.4/2010(63), part 1, pp. 134-140. (Rus).
2. IEC 60349-1 Ed. 2.0 b: 2010. Electric traction – Rotating electrical machines for rail and road vehicles – Part 1: Machines other than electronic converter-fed alternating current motors. 2010. 129 p.
3. IEC 60034-18-1:2010. Rotating electrical machines – Part 18-1: Functional evaluation of insulation systems – General guidelines. 2010. 33 p.
4. IEC 60060-1:2010 High-voltage test techniques – Part 1: General definitions and test requirements. 2010. 149 p.
5. Gavrilina D.E. Dielectric Spectroscopy, a Modern Method for Microstructural Characterization of Materials. *Journal of Materials Science and Engineering*, 2014, A4, no.1, pp. 18-26.
6. Koch F. Transforming dielectric response measurements from time to frequency domain. *Nordic Insulation Symposium on Materials, Components and Diagnostics (NordIS)*. Session 4, June 15-17, 2009. Gothenburg, Sweden.
7. Bezprozvannykh G.V., Kessaev A.G., Shcherba M.A. Frequency dependence of dielectric loss tangent on the degree of humidification of polyethylene cable insulation. *Technical Electrodynamics*, 2016, no.3, pp. 18-24. (Rus).
8. Bezprozvannykh G.V., Naboka B.G. Influence of parasitic capacitance on the results of measurements of parameters of multicore cables in assessing their technical condition. *Electricity*, 2011, no.5, pp. 27-36. (Rus).

9. Bezprozvannykh G.V., Naboka B.G. *Matematicheskie modeli i metody rascheta elektroizoliatsionnykh konstruksii* [Mathematical models and methods of calculation of electrical designs]. Kharkiv, NTU «KhPI» Publ., 2012. 108 p. (Rus).

Поступила (received) 16.12.2017

Беспрозванных Анна Викторовна¹, д.т.н., проф.,
Рогинский Александр Владимирович², аспирант,

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

²Государственное предприятие «Завод «Электротряжмаш»,
61089, Харьков, Московский проспект, 299б,
тел/phone +380 50 5158552 49,
e-mail: roginский.av@gmail.com

G.V. Bezprozvannykh¹, A.V. Roginsky²

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

²SE Plant Elektrotiazhmash,
299, Moskovsky Ave., Kharkiv, 61089, Ukraine.

Dielectric spectroscopy of casing thermosetting composite insulation system of induction traction electric machines.

Introduction. Thermosetting composite electric insulation of traction electric motors undergoes significant heating, moisture, overvoltage, vibration. **Purpose.** The substantiation of the possibility of using dielectric spectroscopy for monitoring the state of the hull thermosetting composite electric insulating system of induction traction motors (ITM) at the technological stage of manufacturing. **Methodology.** In the induction traction motors in which the phases of the stator winding are connected to a «star» and do not have a zero point output, in the case of a two-electrode connection of one of the phases and the housing, the combined characteristics of the capacitance and the dielectric loss tangent of the three-phase hull insulation system are measured. **Practical value.** It is established that at the second resonant frequency near 10 kHz, the tangent of the dielectric loss is the most sensitive to the state of the composite ITM insulation. Dielectric spectroscopy at alternating voltage of the combined dielectric characteristics makes it possible to evaluate the state of the hull thermosetting electrical insulating system at the final stage of manufacturing of induction traction motors. References 9, tables 1, figures 4.

Key words: thermosetting composite insulation, induction traction motor, dielectric spectroscopy, replacement circuit, electrical capacitance, dielectric loss tangent, resonance frequency.

В.Ф. Боллох, А.И. Кочерга, И.С. Щукин

ИССЛЕДОВАНИЕ ЛИНЕЙНОГО ИМПУЛЬСНО-ИНДУКЦИОННОГО ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМАХ ПИТАНИЯ ИНДУКТОРА

На основі розробленої ланцюгової математичної моделі отримані рекурентні співвідношення для розрахунку взаємопов'язаних електромагнітних, механічних та теплових параметрів лінійного імпульсно-індукційного електроmechanічного перетворювача (ЛПЕП). Показано, що електроmechanічні показники ЛПЕП зі схемою живлення індуктора, яка формує аперіодичний струмовий імпульс збудження, краще, ніж у ЛПЕП зі збудженням індуктора однополярним струмовим імпульсом, але гірше, ніж у ЛПЕП зі збудженням індуктора коливально-загасаючим струмовим імпульсом. В цьому перетворювачі у процесі роботи найбільш сильно нагрівається індуктор та найменше нагрівається якорь. Показано, що у ЛПЕП зі схемою живлення індуктора, яка формує аперіодичний струмовий імпульс збудження із підключенням додаткового ємнісного накопичувача, всі електроmechanічні показники вище у порівнянні з ЛПЕП зі схемою живлення індуктора, яка формує коливально-загасаючий струмовий імпульс збудження. Однак в цьому ЛПЕП збільшуються перевищення температур активних елементів, особливо сильно індуктора та відбувається зниження ККД. Бібл. 12, рис. 7.

Ключові слова: лінійний імпульсно-індукційний електроmechanічний перетворювач, ланцюгова математична модель, рекурентні співвідношення, схеми живлення індуктора, ємнісний накопичувач енергії, струмовий імпульс збудження індуктора.

На основе разработанной цепной математической модели получены рекуррентные соотношения для расчета взаимосвязанных электромагнитных, механических и тепловых параметров линейного импульсно-индукционного электроmechanического преобразователя (ЛИИЭП). Показано, что электроmechanические показатели ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей аперіодический токовый импульс возбуждения, лучше, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора однополярным токовым импульсом, но хуже, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора колебательно-затухающим токовым импульсом. В данном преобразователе в процессе работы наиболее сильно нагревается индуктор и наименее нагревается якорь. Показано, что в ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей аперіодический токовый импульс возбуждения с подключением добавочного емкостного накопителя энергии, все электроmechanические показатели выше по сравнению с ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения. Однако в этом ЛИИЭП возрастают превышения температур активных элементов, особенно сильно – индуктора и снижается ККД. Библ. 12, рис. 7.

Ключевые слова: линейный импульсно-индукционный электроmechanический преобразователь, цепная математическая модель, рекуррентные соотношения, схемы питания индуктора, емкостной накопитель энергии, токовый импульс возбуждения индуктора.

Введение. Линейные электродвигатели традиционного типа (синхронные, асинхронные и постоянного тока) не позволяют обеспечить значительные ускорения и ударные нагрузки при ограниченных удельных показателях. Это привело к появлению специальных линейных импульсных электроmechanических преобразователей, которые обеспечивают высокую скорость исполнительного элемента (ИЭ) на коротком активном участке, и/или создают мощные силовые импульсы при незначительном его перемещении [1-4]. Такие преобразователи используются во многих отраслях науки и техники в качестве электроmechanических ускорителей и ударно-силовых устройств [5-7]. Они характеризуются [8]:

- пульсирующим, возвратно-поступательным, циклическим или одноразовым режимом работы;
- прерывистым характером преобразования энергии за счет наличия обратного хода, а часто и длительной паузы в течение рабочего цикла;
- большой длительностью накопления энергии от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) по отношению к длительности рабочего периода;
- интенсивными электромагнитными нагрузками, значительно превышающими аналогичные показатели традиционных линейных электродвигателей.

Наиболее широко применяются линейные импульсно-индукционные электроmechanические преоб-

разователи (ЛИИЭП) коаксиальной конфигурации, в которых ускоряемый якорь бесконтактно взаимодействует с неподвижным индуктором [1, 2, 9]. При возбуждении индуктора от ЕНЭ в электропроводящем якоре индуцируются вихревые токи. Вследствие этого на якорь действуют электродинамические усилия (ЭДУ), вызывающие его аксиальное перемещение (рис. 1,а).

Однако при работе в динамическом режиме с быстрым изменением электромагнитных, механических и тепловых параметров эффективность ЛИИЭП недостаточно высока, что требует новых подходов по улучшению его электроmechanических показателей. Одним из путей повышения указанных показателей является формирование необходимых токовых импульсов индуктора за счет схем питания, которые располагаются между ЕНЭ и индуктором. Однако до настоящего времени не проведено целенаправленных исследований по определению влияния различных схем питания индуктора на электроmechanические показатели ЛИИЭП.

Целью статьи является исследование влияния различных схем питания индуктора, формирующих его токовые импульсы, на электроmechanические показатели ЛИИЭП.

Математическая модель. Рассмотрим математическую цепную модель ЛИИЭП, в которой используются сосредоточенные параметры индуктора и якоря (рис. 1, б).

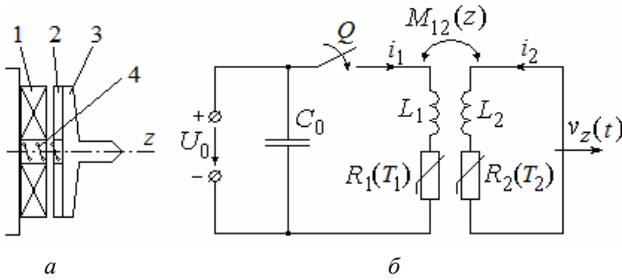


Рис. 1. Конструктивная (а) и электрическая (б) схемы ЛИИЭП со свободным разрядом ЕНЭ на индуктор: 1 – индуктор; 2 – якорь; 3 – ИЭ; 4 – возвратная пружина

В представленной на рис. 1, б электрической схеме после замыкания ключа Q происходит свободный разряд ЕНЭ на индуктор. Электрические процессы в ЛИИЭП можно описать системой уравнений [9]:

$$R_1(T_1)i_1 + L_1 \frac{di_1}{dt} + \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt + M_{12}(z) \frac{di_2}{dt} + v_z(t)i_2 \frac{dM_{12}}{dz} = 0, \quad \frac{1}{C_0} \int_0^t i_1 dt = U_0, \quad (1)$$

$$R_2(T_2) \cdot i_2 + L_2 \frac{di_2}{dt} + M_{21}(z) \frac{di_1}{dt} + i_1 v(t) \frac{dM_{12}}{dz} = 0, \quad (2)$$

где $n = 1, 2$ – индексы индуктора и якоря соответственно; R_n, L_n, T_n, i_n – активное сопротивление, индуктивность, температура и ток n -го элемента соответственно; C_0 – емкость ЕНЭ, заряженного до напряжения U_0 ; $M_{12}(z)$ – взаимная индуктивность между индуктором и якорем, перемещаемым вдоль оси z со скоростью v_z .

Обозначим

$$R_1 = R_1(T_1); R_2 = R_2(T_2); M_{12} = M_{12}(z); v_z = v_z(t).$$

Система уравнений (1, 2) после ряда преобразований приводится к уравнению:

$$a_3 \frac{d^3 i_1}{dt^3} + a_2 \frac{d^2 i_1}{dt^2} + a_1 \frac{di_1}{dt} + a_0 i_1 = 0, \quad (3)$$

где

$$a_3 = v; a_2 = \chi - 2Mv_z \frac{dM_{12}}{dz}; a_1 = R_1 R_2 + \frac{L_2}{C_0} - v_z^2 \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2;$$

$$a_0 = \frac{R_2}{C_0}; v = L_1 L_2 - M_{12}^2; \chi = R_1 L_2 + L_1 R_2.$$

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения (3) представляется в каноническом виде

$$x^3 + r_* x^2 + s_* x + t_* = 0, \quad (4)$$

где $r_* = a_2/a_3$; $s_* = a_1/a_3$; $t_* = a_0/a_3$.

Используя замену $y = x + r_*/3$, уравнение (4) приводится к виду

$$y^3 + p_* y + q_* = 0, \quad (5)$$

где $p_* = s_* - r_*^2/3$; $q_* = 2(r_*/3)^3 - r_* s_*/3 + t_*$.

Корни уравнения (5) находятся с использованием формулы Кардано:

$$y_1 = u_* + v_*; y_2 = \varepsilon_1 u_* + \varepsilon_2 v_*; y_3 = \varepsilon_2 u_* + \varepsilon_1 v_*, \quad (6)$$

где $u_* = \sqrt[3]{D^{0,5} - 0,5q_*}$; $v_* = \sqrt[3]{-D^{0,5} - 0,5q_*}$; $\varepsilon_{1,2} = 0,5(-1 \pm j\sqrt{3})$; $D = (p_*/3)^3 + (q_*/2)^2$ – дискриминант уравнения (5).

Если $D < 0$, то кубическое уравнение (5) имеет три действительных корня:

$$y_p = 2\sqrt[3]{-p_*^3/27} \cos \left[\frac{1}{3} \arccos \left(-\frac{q_*}{2\sqrt[3]{-p_*^3/27}} \right) + \frac{2}{3} \pi(p-1) \right], \quad (7)$$

где $p = 1, 2, 3$.

Решение системы уравнений (1) – (2) находится в виде:

$$i_1(t) = A_{11} \exp(x_1 t) + A_{12} \exp(x_2 t) + A_{13} \exp(x_3 t) - v_z \frac{i_2}{R_1} \frac{dM_{12}}{dz}; \quad (8)$$

$$i_2(t) = A_{21} \exp(x_1 t) + A_{22} \exp(x_2 t) + A_{23} \exp(x_3 t) - v_z \frac{i_1}{R_2} \frac{dM_{12}}{dz}, \quad (9)$$

где A_{11}, \dots, A_{23} – постоянные, определяемые в момент времени t_k .

После нахождения постоянных A_{11}, \dots, A_{23} , выражения для токов индуктора и якоря представляются в рекуррентном виде:

$$i_n(t_{k+1}) = \delta^{-1} \left\{ \left[i_n(t_k) - \frac{i_m(t_k) v_z^2}{R_1 R_2} \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] \times \right. \\ \times (\alpha_1 \beta_2 \beta_3 + \alpha_2 \beta_1 \beta_3 + \alpha_3 \beta_1 \beta_2) + \left(\Omega_n - \frac{v_z \Omega_m}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz} \right) [\alpha_1 (\beta_2 + \beta_3) + \\ \left. + \alpha_2 (\beta_1 + \beta_3) + \alpha_3 (\beta_1 + \beta_2)] + \left(\Lambda_n - \frac{v_z \Lambda_m}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz} \right) (\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha_3) \right\} \times \\ \times \left[1 - \frac{v_z^2}{R_1 R_2} \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right]^{-1}, \quad (10)$$

где $n = 1, 2$ при $m = 2, 1$;

$$\delta = \beta_1 \beta_2 (\beta_2 - \beta_1) + \beta_1 \beta_3 (\beta_1 - \beta_3) + \beta_2 \beta_3 (\beta_3 - \beta_2);$$

$$\alpha_1 = (\beta_3 - \beta_2) \exp(\beta_1 \Delta t); \alpha_2 = (\beta_1 - \beta_3) \exp(\beta_2 \Delta t);$$

$$\alpha_3 = (\beta_2 - \beta_1) \exp(\beta_3 \Delta t);$$

$$\beta_p = \left\{ 2(a_2^2 - 3a_1 a_3)^{0,5} \cos[2\pi(p-1)/3 + \zeta] - a_2 \right\} / 3a_3;$$

$$p = 1, 2, 3;$$

$$\zeta = \arccos \left[(a_2^2 - 3a_1 a_3)^{-1,5} (4,5a_1 a_2 a_3 - a_2^3 - 13,5a_0 a_3^2) \right];$$

$$\Omega_n = B_n + \frac{B_m v_z}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz}; \Lambda_n = E_n + \frac{E_m v_z}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz};$$

$$\gamma_1 = L_2; \gamma_2 = -M_{12};$$

$$B_n = v^{-1} \left[i_n(t_k) \left(M_{12} v_z \frac{dM_{12}}{dz} - R_n L_m \right) + i_m(t_k) \times \right.$$

$$\left. \times \left(R_m M - L_m v_z \frac{dM_{12}}{dz} \right) - \gamma_k u_c(t_k) \right];$$

$$E_1 = v^{-2} \left\{ i_1(t_k) \left[R_1 \left(R_2 M_{12}^2 + R_1 L_2^2 - C^{-1} L_2 v \right) - v_z M_{12} \frac{dM_{12}}{dz} (\chi + 2R_1 L_2) + \right. \right. \\ \left. \left. + v_z^2 (L_1 L_2 + M_{12}^2) \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] + i_2(t_k) \left[v_z (L_2 \chi + 2R_2 M_{12}^2) \frac{dM_{12}}{dz} - M_{12} R_2 \chi - \right. \right. \\ \left. \left. - v^2 M_{12} L_2 \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] + u_c(t_k) \left(R_2 M_{12}^2 + L_2^2 R_1 - 2L_2 v M_{12} \frac{dM_{12}}{dz} \right) \right\}; \\ E_2 = v^{-2} \left\{ i_1(t_k) \left[M_{12} (C^{-1} v - R_1 \chi) + v_z (2R_1 M_{12}^2 + L_1 \chi) \frac{dM_{12}}{dz} - 2v_z^2 L_1 M_{12} \times \right. \right. \\ \left. \left. \times \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] + i_2(t_k) \left[R_2 (R_1 M_{12}^2 + R_2 L_1^2) - M_{12} v_z (2L_1 R_2 + \chi) \frac{dM_{12}}{dz} + (L_1 L_2 + \right. \right. \\ \left. \left. + M_{12}^2) v_z^2 \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right] + u_c(t_k) \left[v_z (L_1 L_2 + M_{12}^2) \frac{dM_{12}}{dz} - M_{12} \chi \right] \right\},$$

где $u_c(t_k)$ – напряжение ЕНЭ в момент времени t_k .

Если дискриминант $D < 0$ характеристического уравнения (5), то один его корень действительный $x_1 = d$, а два других – комплексно сопряженные $x_{2,3} = f \pm jg$. Решение системы уравнений (1) – (2) находится в виде:

$$i_1(t) = B_{11} \exp(dt) + \exp(ft) [B_{12} \cos(gt) + B_{13} \sin(gt)] - \\ - v_z \frac{i_2}{R_1} \frac{dM_{12}}{dz}; \quad (11)$$

$$i_2(t) = B_{21} \exp(dt) + \exp(ft) [B_{22} \cos(gt) + B_{23} \sin(gt)] - \\ - v_z \frac{i_1}{R_2} \frac{dM_{12}}{dz}; \quad (12)$$

где B_{11}, \dots, B_{23} – постоянные, определяемые в момент времени t_k .

В окончательном виде токи индуктора и якоря можно представить в виде рекуррентных соотношений:

$$i_n(t_{k+1}) = \left(\xi_n - \frac{\xi_m v_z}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz} \right) / \left[1 - \frac{v_z^2}{R_1 R_2} \left(\frac{dM_{12}}{dz} \right)^2 \right], \quad (13)$$

где

$$\xi_n = g^{-1} \left[g^2 + (f - d)^2 \right]^{-1} \left\{ g \cdot \exp(d\Delta t) \left[(g^2 + f^2) \Theta_n - 2fg\Omega_n + \Lambda_n \right] + \right. \\ \left. + \exp(f\Delta t) \left[\sin(g\Delta t) d (f^2 - g^2 - fd) \Theta_n + (g^2 + d^2 - f^2) \Omega_n + \right. \right. \\ \left. \left. + (f - d) \Lambda_n \right] + g \cdot \cos(g\Delta t) \left[d(d - 2f) \Theta_n + 2fg\Omega_n - \Lambda_n \right] \right\};$$

$$\Theta_n = i_n(t_k) + \frac{v_z i_m(t_k)}{R_n} \frac{dM_{12}}{dz}.$$

Механические процессы ЛИИЭП можно описать уравнением:

$$i_1(t) i_2(t) \frac{dM}{dz} = (m_a + m_2) \frac{dv_z}{dt} + K_P \Delta z(t) + K_T v_z(t) + \\ + 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v_z^2(t), \quad (14)$$

где m_2, m_a – масса якоря и ИЭ соответственно; K_P – коэффициент упругости возвратной пружины; $\Delta z(t)$ – величина перемещения якоря с ИЭ; K_T – коэффициент динамического трения; γ_a – плотность среды перемещения; β_a – коэффициент аэродинамического сопротивления; D_{2m} – наружный диаметр ИЭ.

Эффективность аксиального силового воздействия на якорь будем оценивать величиной импульса ЭДУ:

$$F_z = \int f_z(z, t) dt, \quad (15)$$

где $f_z(z, t)$ – мгновенное значение аксиальных ЭДУ, действующих на якорь.

На основании уравнения (14) величину перемещения якоря с ИЭ можно представить в виде рекуррентного соотношения:

$$\Delta z(t_{k+1}) = \Delta z(t_k) + v_z(t_k) \Delta t + \mathcal{G} \cdot \Delta t^2 / (m_a + m_2), \quad (16)$$

где $v_z(t_{k+1}) = v_z(t_k) + \mathcal{G} \cdot \Delta t / (m_a + m_2)$ – скорость якоря с ИЭ вдоль ос z ;

$$\mathcal{G} = i_1(t_k) i_2(t_k) \frac{dM}{dz}(z) - K_P \Delta z(t_k) - K_T v_z(t_k) - \\ - 0,125 \pi \gamma_a \beta_a D_{2m}^2 v_z^2(t_k).$$

Тепловые процессы. При отсутствии перемещения якоря, что происходит либо до начала прямого хода, либо после обратного хода, между активными элементами существует тепловой контакт через изоляционную прокладку. Температуры n -ых активных элементов ЛИИЭП при этом можно описать рекуррентным соотношением [10]:

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \xi + (1 - \xi) \left\{ \pi^{-1} i_n(t_k) R_n(T_n) (D_{en}^2 - D_{in}^2)^{-1} + \right. \\ \left. + 0,25 \pi T_0 D_{en} H_n \alpha_{Tn} + T_m(t_k) \lambda_a(T) d_a^{-1} \right\} \left\{ 0,25 \pi \alpha_{Tn} D_{en} H_n + \right. \\ \left. + \lambda_a(T) d_a^{-1} \right\}^{-1}, \quad (17)$$

$$\text{где } \xi = \exp \left\{ - \frac{\Delta t}{c_n(T_n) \gamma_n} \left(0,25 D_{en} \alpha_{Tn} + \frac{\lambda_a(T)}{d_a H_n} \right) \right\};$$

$\lambda_a(T)$ – коэффициент теплопроводности изоляционной прокладки; d_a – толщина прокладки; D_{en}, D_{in} – внешний и внутренний диаметры активных элементов соответственно; α_{Tn} – коэффициент теплоотдачи n -ого активного элемента; c_n – теплоемкость n -ого активного элемента

Температуры n -ых активных элементов при перемещении якоря и отсутствии теплового контакта между якорем и индуктором можно описать рекуррентным соотношением:

$$T_n(t_{k+1}) = T_n(t_k) \chi + (1 - \chi) \left\{ T_0 + 4\pi^{-2} i_n(t_k) R_n(T_n) \alpha_{Tn}^{-1} \times \right. \\ \left. \times D_{en}^{-1} H_n^{-1} (D_{en}^2 - D_{in}^2)^{-1} \right\}, \quad (18)$$

$$\text{где } \chi = \exp \left\{ - 0,25 \Delta t D_{en} \alpha_{Tn} c_n^{-1} (T_n) \gamma_n^{-1} \right\}.$$

Начальные условия системы уравнений (1) – (18): $T_n(0) = T_0$ – температура n -ого активного элемента; $i_n(0) = 0$ – ток n -ого активного элемента; $\Delta z(0) = \Delta z_0$ – исходное осевое расстояние между якорем и обмоткой индуктора; $u_c(0) = U_0$ – напряжение ЕНЭ; $v_z(0) = 0$ – скорость якоря вдоль оси z .

КПД ЛИИЭП будем оценивать соотношением:

$$\eta = 100 \frac{(m_2 + m_e) v_z^2 + K_P \Delta z^2}{C_0 U_0^2} \%. \quad (19)$$

Основные параметры ЛИИЭП. Рассмотрим ЛИИЭП коаксиальной конфигурации, у которого якорь выполнен в форме плоского диска, одна из сторон которого обращена к индуктору, а вторая взаимодействует с ИЭ. Основные параметры ЛИИЭП:

Индуктор: внешний диаметр $D_{ex1} = 100$ мм, внутренний диаметр $D_{in1} = 10$ мм, высота $H_1 = 10$ мм, сечение медной шины $a \times b = 1,8 \times 4,8$ мм², количество витков шины $N = 46$ шт. Индуктор выполнен в виде двухслойной обмотки с внешними электрическими выводами.

Якорь: внешний диаметр $D_{\text{ex2}}=100$ мм, внутренний диаметр $D_{\text{in2}} = 6$ мм, высота $H_2 = 2,5$ мм. Якорь выполнен из технической меди.

ЕНЭ: емкость $C_0 = 1$ мФ, напряжение $U_0 = 1$ кВ.

Начальное расстояние между индуктором и якорем $\Delta z_0 = 1$ мм. Коэффициент упругости возвратной пружины $K_p = 25$ кН/м. Масса ИЭ $m_e = 0,25$ кг;

Полагаем, что в схемах питания индуктора ЛИИЭП сопротивления диодов и тиристора в прямом направлении пренебрежимо мало, а в обратном направлении их проводимость столь же мала.

Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая однополярный токовый импульс возбуждения. Наиболее простой является схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая однополярный токовый импульс возбуждения, в которой используется лишь пусковой тиристор VS (рис. 2).

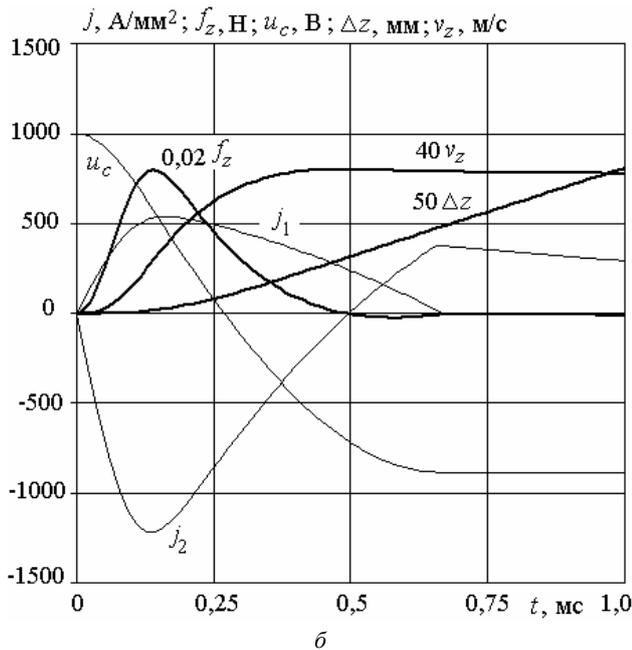
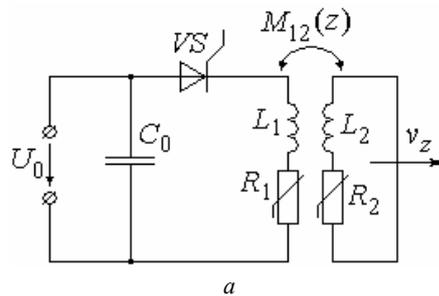


Рис. 2. Электрическая схема ЛИИЭП, формирующая однополярный токовый импульс индуктора, (а) и электромеханические характеристики этого ЛИИЭП (б)

Импульс тока в индукторе имеет относительно небольшую длительность переднего фронта и более продолжительную длительность заднего фронта. Такая форма токового импульса индуктора обусловлена индукционным воздействием тока якоря, смещающим максимум к началу процесса возбуждения. Заметим, что при отсутствии якоря импульс тока индуктора близок в полусинусоиде. Максимальные значения тока якоря и индуктора из-за магнитной связи возникают практически в один и тот же момент времени.

Индукционный ток в якорь через 0,5 мс меняет полярность, что обуславливает возникновение незначительных тормозных ЭДУ, которые действуют до окончания протекания токового импульса в индукторе. Максимальные значения плотности тока составляют: в индукторе $j_{1m} = 538,7$ А/мм², в якорь – $j_{2m} = 1218,5$ А/мм². В момент максимума плотностей токов возникает и максимум ЭДУ, достигающий величины $f_{zm} = 39,8$ кН. Рассматриваемый ЛИИЭП создает импульс силы $F_z = 7,6$ Нс, под действием которого якорь вместе с ИЭ достигает скорости $v_z = 17,9$ м/с. К концу рабочего цикла превышение температуры индуктора составляет $\theta_1 = 0,5$ °С, а превышение температуры якоря – $\theta_2 = 2$ °С. КПД данного ЛИИЭП составляет $\eta = 16,66\%$.

Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения. Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения, реализуется при шунтировании пускового тиристора VS обратным диодом VD_1 (рис. 3).

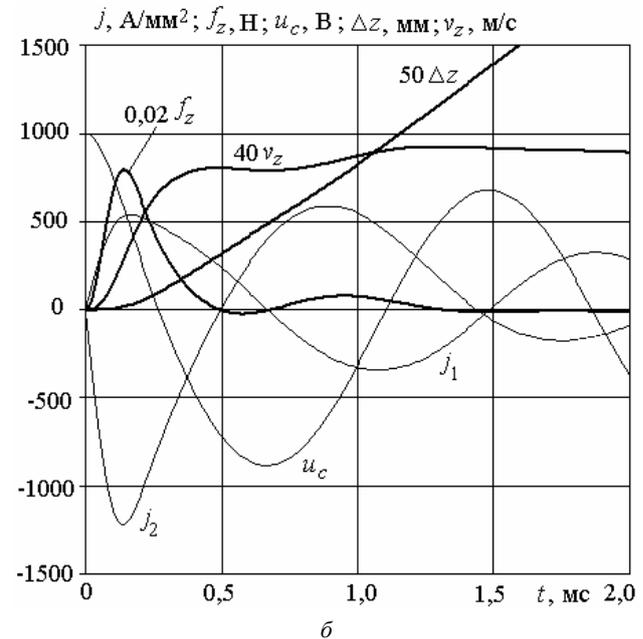
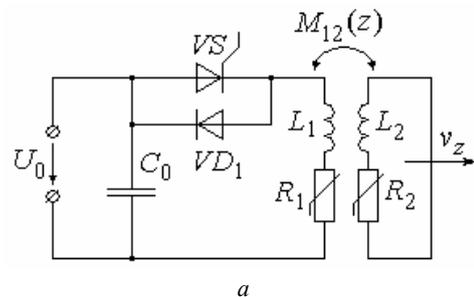


Рис. 3. Электрическая схема ЛИИЭП, формирующая колебательно-затухающий токовый импульс индуктора, (а) и электромеханические характеристики этого ЛИИЭП (б)

Возбуждение индуктора ЛИИЭП колебательно-затухающим токовым импульсом приводит к существенному изменению его электромеханических характеристик. Из-за несинхронного изменения полярностей токов индуктора и якоря между ними возникают

как ЭДУ отталкивания, перемещающие якорь с ИЭ вдоль оси z , так и ЭДУ притяжения, тормозящие якорь. Можно отметить наличие основных (до 0,5 мс) и дополнительных (в интервале 0,7-1,3 мс) ЭДУ отталкивания. Дополнительные ЭДУ отталкивания значительно меньше основных усилий, прежде всего из-за ослабленной магнитной связи между индуктором и удаленным от него якорем.

В схеме питания индуктора ЛИИЭП, формирующей колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения, на якорь действует увеличенный импульс ЭДУ $F_z = 9,46$ Нс, вследствие чего он вместе с ИЭ достигает скорости $v_z = 22,3$ м/с. К концу рабочего цикла превышение температуры индуктора составляет $\theta_1 = 1$ °С, а превышение температуры якоря – $\theta_2 = 2,4$ °С. КПД этого ЛИИЭП повышается до величины $\eta = 24,88$ %.

Однако в схемах питания индуктора, формирующих однополярный и колебательно-затухающий токовые импульсы возбуждения, напряжение ЕНЭ u_c меняет полярность, что требует использования специальных неполярных конденсаторов.

Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая апериодический токовый импульс возбуждения. Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая апериодический токовый импульс возбуждения, реализуется при шунтировании индуктора обратным диодом VD_0 . Данная схема позволяет использовать электролитические конденсаторы с повышенными удельными энергетическими показателями (рис. 4).

До момента, когда напряжение на ЕНЭ становится равным нулю, токи в индукторе и якоре описываются соотношениями (10) и (13). В последующем токи описываются системой уравнений [11]:

$$R_n(T_n)i_n(t) + L_n \frac{di_n}{dt} + M_{nm}(z) \frac{di_m}{dt} + i_m(t)v_z(t) \frac{dM_{nm}}{dz} = 0, \quad (20)$$

где $m = 1, 2$ при $n = 2, 1$.

После ряда преобразований эта система приводится к уравнению:

$$\left(1 - K_{12}^2\right) \frac{d^2 i_1}{dt^2} + (\gamma_1 + \gamma_2 - 2\xi_1 \chi_2) \frac{di_1}{dt} + (\gamma_1 \gamma_2 - \chi_1 \chi_2) i_1 = 0, \quad (21)$$

где

$$\gamma_n = \frac{R_n}{L_n}; \quad \xi_n = \frac{M_{nm}(z)}{L_n}; \quad \chi_n = \frac{v_z(t)}{L_n} \frac{dM_{nm}}{dz}; \quad K_{12} = \frac{M_{nm}(z)}{(L_n L_m)^{0,5}}.$$

Характеристическое уравнение дифференциального уравнения (21) имеет два действительных корня

$$x_{1,2} = \frac{1}{1 - K_{12}^2} \left\{ \xi_1 \chi_2 - 0,5 \cdot (\gamma_1 + \gamma_2) \pm \left[0,5(\gamma_1 + \gamma_2) - \xi_1 \chi_2 \right]^2 + (K_{12}^2 - 1)(\gamma_1 \gamma_2 - \chi_1 \chi_2) \right\}^{0,5}. \quad (22)$$

Выражения для токов в окончательном виде описываются рекуррентными соотношениями:

$$i_n(t_{k+1}) = \frac{1}{x_1 - x_2} \left\{ i_n(t_k) \left[x_1 \exp(x_2 \Delta t) - x_2 \exp(x_1 \Delta t) \right] + \frac{\exp(x_1 \Delta t) - \exp(x_2 \Delta t)}{1 - K_{12}^2} \left[i_n(t_k) (\xi_n \chi_m - \gamma_n) + i_m(t_k) (\gamma_m \xi_n - \chi_n) \right] \right\}. \quad (23)$$

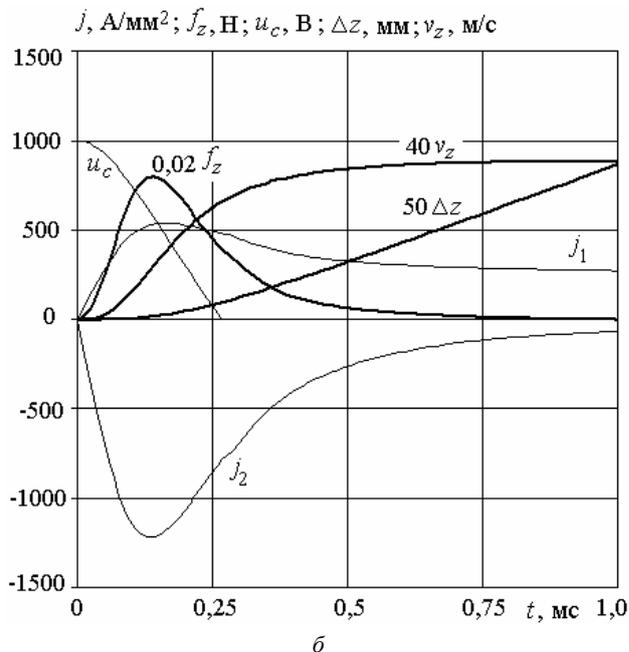
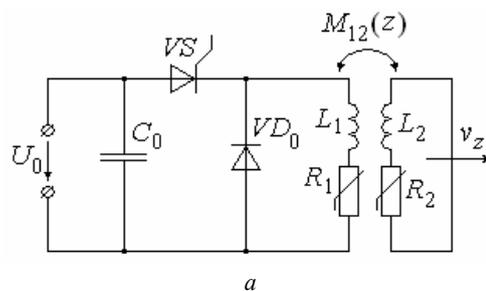


Рис. 4. Электрическая схема ЛИИЭП, формирующая апериодический токовый импульс индуктора, (а) и электро-механические характеристики этого ЛИИЭП (б)

При апериодическом токовом импульсе индуктора ЛИИЭП сохраняются как полярность напряжения ЕНЭ u_c , так и полярности токов индуктора и якоря (рис. 4). После достижения напряжения ЕНЭ $u_c = 0$ ток в индукторе начинает протекать через обратный диод VD_0 . Из-за сохранения полярности токов на якорь действуют только ЭДУ отталкивания, величина импульса которых составляет $F_z = 8,85$ Нс. Якорь вместе с ИЭ достигает скорости $v_z = 20,8$ м/с. К концу рабочего цикла превышение температуры индуктора θ_1 составляет 1,1 °С, а превышение температуры якоря $\theta_2 = 1,7$ °С. КПД ЛИИЭП η составляет 22,23 %.

Электро-механические показатели ЛИИЭП с апериодическим токовым импульсом индуктора лучше, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора однополярным токовым импульсом, но хуже, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора колебательно-затухающим токовым импульсом. В преобразователе с апериодическим токовым импульсом индуктора наблюдается повышенный нагрев индуктора и пониженный нагрев якоря.

Схема питания индуктора ЛИИЭП, формирующая апериодический токовый импульс возбуждения с подключением добавочного ЕНЭ. Сохранение полярности напряжения u_c в схеме питания индуктора ЛИИЭП, формирующей апериодический токовый импульс возбуждения, открывает перспективы по усовершенствованию данной схемы, например,

за счет подключения добавочного ЕНЭ-1 в процессе разряда исходного ЕНЭ-0 с параметрами C_0 и U_0 [12]. Добавочный ЕНЭ-1 емкостью C_1 предварительно заряжается до напряжения U_1 , которое меньше напряжения U_0 исходного ЕНЭ-0 (рис. 5). В процессе разряда ЕНЭ-0, когда напряжение $u_c < U_1$, через диод VD_1 подключается ЕНЭ-1, увеличивая разрядную емкость до величины $C_0 + C_1$.

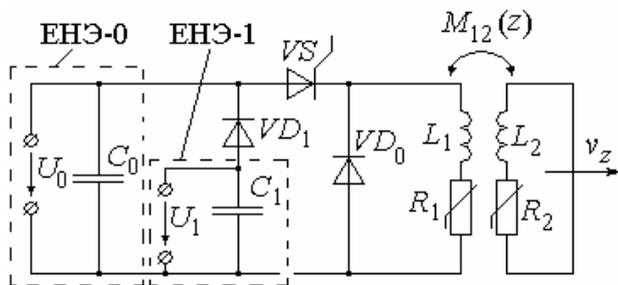


Рис. 5. Электрическая схема ЛИИЭП, формирующая аperiodический токовый импульс индуктора с подключением добавочного ЕНЭ-1

Поскольку данная схема практически не исследована, рассмотрим влияние параметров добавочного ЕНЭ-1 на электромеханические показатели ЛИИЭП. Вначале рассмотрим влияние величины напряжения U_1 добавочного ЕНЭ-1 на показатели ЛИИЭП, поскольку его величина определяет момент подключения к исходному ЕНЭ-0. Рассмотрим три варианта подключения добавочного ЕНЭ-1: до ($U_1 = 0,7U_0$), в момент ($U_1 = 0,6U_0$) и после ($U_1 = 0,5U_0$) достижения максимума ЭДУ, действующих на якорь. Будем использовать добавочный ЕНЭ-1, у которого $C_1 = C_0$.

КПД ЛИИЭП с данной схемой питания индуктора будем оценивать соотношением

$$\eta = 100 \frac{(m_2 + m_e)v^2 + K_P \Delta z^2}{C_0 U_0^2 + C_1 U_1^2} \% \quad (24)$$

В момент подключения добавочного ЕНЭ-1 до достижения максимума ЭДУ ($U_1 = 0,7U_0$) на переднем фронте токовых импульсов индуктора и якоря наблюдаются возмущения (рис. 6,а). При этом возникает соответствующее возмущение и на переднем фронте кривой ЭДУ. После подключения добавочного ЕНЭ-1 напряжение u_c начинает снижаться более медленно. По сравнению с вариантом использования только исходного ЕНЭ-0 максимальные значения плотностей тока повысились: в индукторе – до $603,6 \text{ А/мм}^2$, в якоре – до $1324,6 \text{ А/мм}^2$. Это привело к увеличению максимума ЭДУ до $47,2 \text{ кН}$, импульса ЭДУ – до $11,5 \text{ Нс}$, а скорости якоря с ИЭ – до $27,1 \text{ м/с}$. Однако за счет энергии добавочного ЕНЭ-1 КПД ЛИИЭП снижается до $18,8 \%$. Кроме того, при работе ЛИИЭП с данной схемой питания индуктора наблюдаются более высокие превышения температур ($\theta_n = T_n - T_0$) индуктора $\theta_1 = 2,1^\circ\text{C}$ и якоря $\theta_2 = 2,2^\circ\text{C}$, по сравнению с рассмотренными ранее схемами.

При подключении добавочного ЕНЭ-1 в момент возникновения максимума ЭДУ ($U_1 = 0,6U_0$) наблюдается локальный рост величин токовых импульсов индуктора и якоря (рис. 6,б).

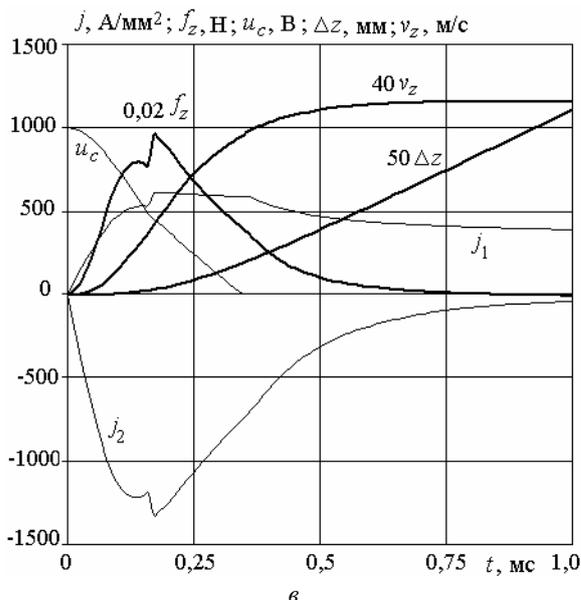
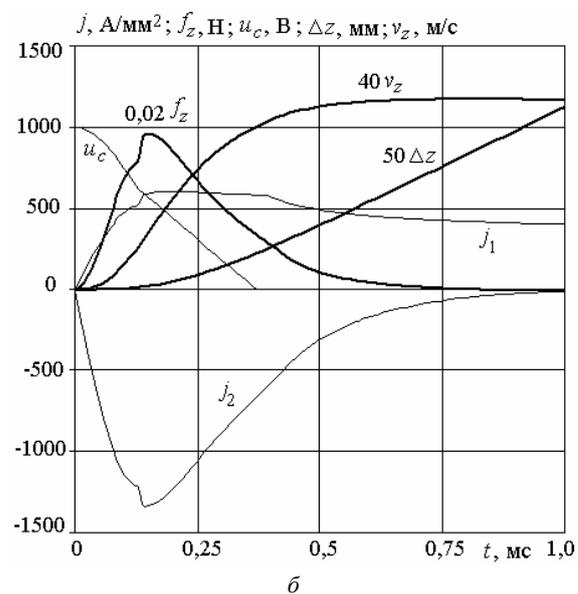
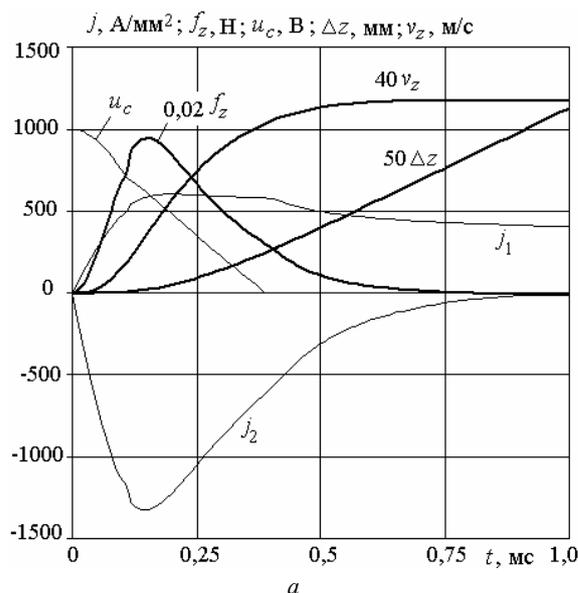


Рис. 6. Электромеханические характеристики ЛИИЭП при подключении добавочного ЕНЭ-1, заряженного до напряжения U_1 : $0,7U_0$ (а); $0,6U_0$ (б); $0,5U_0$ (в)

В этот момент происходит и соответствующее увеличение ЭДУ. Несмотря на определенное изменение электромеханических характеристик, в целом показатели ЛИИЭП практически остались неизменными по сравнению с предыдущим вариантом ($U_1 = 0,7U_0$). При подключении ЕНЭ-1 после момента возникновения максимума ЭДУ ($U_1 = 0,5U_0$) наблюдается локальный рост величин токовых импульсов индуктора и якоря на их заднем фронте (рис. 6,б).

После подключения ЕНЭ-1 ток в индукторе начинает медленнее спадать до момента $u_c = 0$.

Таким образом, добавочные ЕНЭ-1 и с малым и с высоким значениями напряжений U_1 , которые подключаются, соответственно на заднем и переднем фронтах ЭДУ, позволяют повысить электромеханические показатели ЛИИЭП. Так, при подключении ЕНЭ-1 с малым напряжением ($U_1 = 0,15U_0$) скорость якоря возрастает на 27 %, величина импульса ЭДУ возрастает на 27 %, а КПД снижается на 25 %. При подключении ЕНЭ-1 с высоким напряжением ($U_1 = 0,75U_0$) скорость якоря возрастает на 29,7 %, величина импульса ЭДУ возрастает на 29,6 %, а КПД снижается на 18,7 %.

При данной схеме питания все электромеханические показатели ЛИИЭП выше по сравнению с ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения. Так, при использовании ЕНЭ-1 с напряжением $U_1 = 0,6U_0$ максимальная величина ЭДУ f_{zm} повышается на 20 %, а величина импульса ЭДУ F_z и скорость якоря v_z – на 21,6 %. При этом возрастает превышение температуры индуктора θ_1 в 2,12 раз, а превышение температуры якоря θ_2 уменьшается на 11,3 %. КПД ЛИИЭП η снижается на 32,2 %.

Заметим, что электромеханические показатели ЛИИЭП, использующего добавочный ЕНЭ-1 с напряжением $U_1 = 0,6U_0$, выше, чем в ЛИИЭП со схемой питания, формирующей аperiodический токовый импульс возбуждения индуктора с исходной емкостью $C_0 = 2$ мФ.

Показатели ЛИИЭП зависят также от емкости C_1 добавочного ЕНЭ-1 (рис. 7).

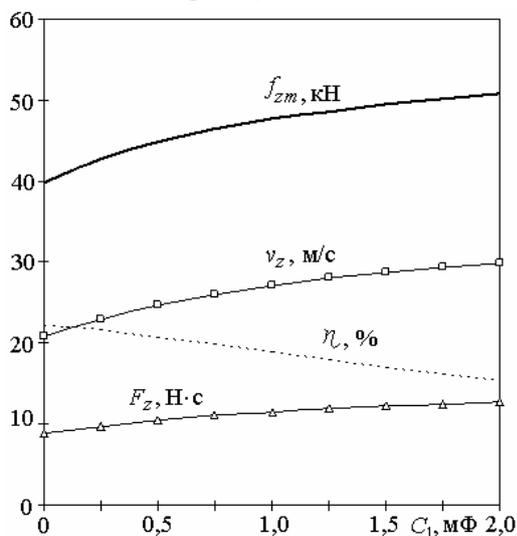


Рис. 7. Зависимость электромеханических показателей ЛИИЭП от емкости C_1 при $U_1 = 0,6U_0$

С увеличением указанной емкости возрастают все основные электромеханические показатели ЛИИЭП. Так при увеличении емкости C_1 от нуля до 2 мФ максимальная величина плотности тока индуктора j_{im} увеличивается на 24,3 %, тока якоря j_{2m} – на 12,8 %, максимальная величина ЭДУ f_{zm} – на 27,6 %, величина импульса ЭДУ F_z и скорость якоря v_z – на 43,6 %. Однако при этом возрастают превышения температур индуктора θ_1 в 2,7 раз, якоря θ_2 – на 40,7 %. КПД ЛИИЭП η снижается на 45,2 %.

Таким образом, ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей аperiodический токовый импульс возбуждения с подключением добавочного ЕНЭ-1, обеспечивает повышенные электромеханические показатели. Однако при этом необходимо иметь в виду, что добавочный ЕНЭ-1 приводит к повышенному нагреву индуктора и якоря, а также к уменьшению КПД ЛИИЭП.

Выводы.

1. С использованием разработанной цепной математической модели получены рекуррентные соотношения для расчета взаимосвязанных электромагнитных, механических и тепловых параметров ЛИИЭП при различных схемах питания индуктора.

2. Установлено, что электромеханические показатели ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей аperiodический токовый импульс возбуждения, лучше, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора однополярным токовым импульсом, но хуже, чем у ЛИИЭП с возбуждением индуктора колебательно-затухающим токовым импульсом. В преобразователе с аperiodическим токовым импульсом возбуждения наиболее сильно нагревается индуктор, а наименее сильно – якорь.

3. Установлено, что в ЛИИЭП со схемой питания индуктора, формирующей аperiodический токовый импульс возбуждения с подключением добавочного ЕНЭ, все электромеханические показатели выше по сравнению с ЛИИЭП со схемой питания, формирующей колебательно-затухающий токовый импульс возбуждения индуктора. Однако в этом ЛИИЭП наблюдается повышенный нагрев активных элементов, особенно – индуктора, и происходит снижение КПД.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Balikci A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers // IEEE Transactions on Magnetics. – 2005. – vol.41. – no.1. – pp. 171-175. doi: 10.1109/tmag.2004.839283.
- D.-K. Lim, D.-K. Woo, I.-W. Kim, D.-K. Shin, J.-S. Ro, T.-K. Chung, H.-K. Jung. Characteristic Analysis and Design of a Thomson Coil Actuator Using an Analytic Method and a Numerical Method // IEEE Transactions on Magnetics. – 2013. – vol.49. – no.12. – pp. 5749-5755. doi: 10.1109/tmag.2013.2272561.
- Томашевский Д.Н., Кошкин А.Н. Моделирование линейных электродвигателей импульсного действия // Электротехника. – 2006. – №1. – С. 24-27.
- Болюх В.Ф., Олексенко С.В., Щукин И.С. Сравнительный анализ линейных импульсных электромеханических преобразователей электромагнитного и индукционного типов // Технічна електродинаміка. – 2016. – №5. – С. 46-48.
- Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultra-fast actuator concept // IEEE Transactions on Magnetics. – 2012. – vol.48. – no.11. – pp. 3315-3318. doi: 10.1109/tmag.2012.2198447.
- Young-woo Jeong, Seok-won Lee, Young-geun Kim, Hyun-wook Lee. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD

// 22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013). – 2013, 10-13 June, Stockholm. – Paper 608. doi: 10.1049/cp.2013.0834.

7. Li W., Koh C.S. Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method // Digests of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation. – May 2010. – pp. 1-9. doi: 10.1109/cefc.2010.5481673.

8. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Katkov I.I. The use of fast cryogenic cooling and ferromagnetic core greatly increases efficiency of a linear induction-dynamic converter // Proceedings of the 13th cryogenics 2014 IIR international conference. – Praha, Czech Republic. – 7-11 April, 2014. – Paper ID: 012. – pp. 268-275.

9. Болюх В.Ф., Шукин И.С. Линейные индукционно-динамические преобразователи. Saarbrücken, Germany: LAP Lambert Academic Publishing, 2014. – 496 с.

10. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукин И.С. Энергетические процессы и эффективность индукционно-динамического преобразователя ударного действия // Электротехніка і електромеханіка. – 2009. – №2. – С. 9-14. doi: 10.20998/2074-272X.2009.2.02.

11. Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Шукин И.С. Теоретические и экспериментальные исследования индукционно-динамического двигателя, возбуждаемого от полярного емкостного накопителя // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки». – 2006. – Ч.2. – С. 65-70.

12. Патент РФ № 2485614. МПК H01F7/06, G01V1/04. Индукционно-динамический привод / Ивашин В.В., Иванников Н.А. – Заявл. 03.08.2011. – Опубл. 20.06.2013, Бюл. №17.

REFERENCES

1. Balicki A., Zabar Z., Birenbaum L., Czarkowski D. Improved performance of linear induction launchers. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2005, vol.41, no.1, pp. 171-175. doi: 10.1109/tmag.2004.839283.
2. D.-K. Lim, D.-K. Woo, I.-W. Kim, D.-K. Shin, J.-S. Ro, T.-K. Chung, H.-K. Jung. Characteristic Analysis and Design of a Thomson Coil Actuator Using an Analytic Method and a Numerical Method. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2013, vol.49, no.12, pp. 5749-5755. doi: 10.1109/tmag.2013.2272561.
3. Tomashevsky D.N., Koshkin A.N. Modeling of linear impulse electric motors. *Russian Electrical Engineering*, 2006, no.1, pp. 24-27. (Rus).
4. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Shchukin I.S. Comparative analysis of linear pulse electromechanical converters electromagnetic and induction types. *Technical Electrodynamics*, 2016, no.5, pp. 46-48. (Rus).
5. Bissal A., Magnusson J., Engdahl G. Comparison of two ultrafast actuator concept. *IEEE Transactions on Magnetics*, 2012, vol.48, no.11, pp. 3315-3318. doi: 10.1109/tmag.2012.2198447.
6. Young-woo Jeong, Seok-won Lee, Young-geun Kim, Hyun-wook Lee. High-speed AC circuit breaker and high-speed OCD. *22nd International Conference and Exhibition on Electricity Distribution (CIRED 2013)*, 2013, 10-13 June, Stockholm, Paper 608. doi: 10.1049/cp.2013.0834.
7. Li W., Koh C.S. Parametric analysis of Thomson-coil actuator using adaptive equivalent circuit method. *Digests of the 2010 14th Biennial IEEE Conference on Electromagnetic Field Computation*, May 2010, pp. 1-9. doi: 10.1109/cefc.2010.5481673.
8. Bolyukh V.F., Oleksenko S.V., Katkov I.I. The use of fast cryogenic cooling and ferromagnetic core greatly increases efficiency of a linear induction-dynamic converter. *Proceedings of the 13th cryogenics 2014 IIR int. conf.* Praha, Czech Republic, 7-11 April, 2014, Paper ID: 012, pp. 268-275.
9. Bolyukh V.F., Shchukin I.S. *Lineinye induktsionno-dinamicheskie preobrazovateli* [Linear induction-dynamic converters]. Saarbrücken, Germany, LAP Lambert Academic Publ., 2014. 496 p. (Rus).
10. Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S.. Energy processes and efficiency of a dynamic induction percus-

sion converter. *Electrical engineering and electromechanics*, 2009, no.2, pp. 9-14. (Rus). doi: 10.20998/2074-272X.2009.2.02.

11. Bolyukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., Shchukin I.S. Theoretical and experimental studies of an induction-dynamic motor excited from a polar capacitive reservoir. *Technical electrodynamics. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*. 2006, part 2, pp. 65-70. (Rus).

12. Ivashin V.V., Ivannikov N.A. *Induktsionno-dinamicheskiy privod* [Induction-dynamic drive]. Patent Russian Federation, no. 2485614, 2013. (Rus).

Поступила (received) 10.11.2017

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

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

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

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

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

²Firm Tetra, LTD,
2, Kyrychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Investigation of a linear pulse-induction electromechanical converter with different inductor power supply circuits.

Purpose. The goal of the paper is to investigate the influence of the power circuits of the linear pulse-induction electromechanical converters (LPIEC), which form the current pulse of excitation of the inductor from the capacitive energy storage (CES), to its electromechanical parameters. **Methodology.** A circuit mathematical model of LPIEC was developed, on the basis of which recurrence relations were obtained for calculating the interrelated electromagnetic, mechanical, and thermal parameters of the LPIEC. This model makes it possible to calculate the LPIEC parameters for various power circuits, the inductor of which is excited by the CES. **Results.** It is established that electromechanical LPEC parameters with power circuit forming an aperiodic current excitation pulse of an inductor are better than in LPIEC with excitation of an inductor by an unipolar current pulse, but worse than in LPIEC with excitation of an inductor by a vibrationally damped current pulse. In this converter, during operation, the inductor is heated most, and the armature is heated least. It is established that in LPIEC with power circuit that forms an aperiodic current pulse of excitation of an inductor with the connection of an additional CES, all electromechanical parameters are higher in comparison with the LPIEC with a power circuit that forms a vibrationally damped current excitation pulse of the inductor. However, in this LPIEC the excess of the temperatures of the active elements increases, especially strongly in the inductor, and the efficiency of the converter decreases. **Originality.** For the first time, the LPIEC has been investigated using the power circuit that forms an aperiodic current pulse of excitation of an inductor with the connection of an additional CES. It is established that in this LPIEC all electromechanical parameters are higher than for LPIEC with power circuits forming an unipolar or oscillating-damped current excitation pulse of the inductor. **Practical value.** In the LPIEC with power circuit that forms an aperiodic current pulse of excitation of the inductor with the connection of an additional CES, the electromechanical LPIEC parameters increase. This increases the temperature rise of the inductor, and the temperature rise of the armature decreases. The effectiveness of this LPIEC is also reduced. References 12, figures 7.

Key words: linear pulse-induction electromechanical converters, circuit mathematical model, recurrence relations, inductor feed circuits, capacitive energy storage, chain mathematical model, current excitation pulse of inductor.

Р.В. Власенко, О.В. Бялобржеський

ОБМЕЖЕННЯ СТРУМУ ТРИФАЗНОГО СИЛОВОГО АКТИВНОГО ФІЛЬТРА В УМОВАХ ПЕРЕВАНТАЖЕННЯ ТА КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ

Мета. Метою роботи є розробка методики обмеження до гранично допустимого рівня струму трифазного силового активного фільтра (САФ) в умовах перевантаження або короткого замикання та системи для реалізації методики. *Методика.* Для проведення досліджень використовувались положення pq -теорії миттєвої потужності, метод теорії автоматичного управління в системах з релейними регуляторами, методи моделювання в середовищі візуального програмування. *Результати.* Як режим перевантаження так і аварійний режим короткого замикання, з використанням запропонованого рішення, не призводять до суттєвих змін рівня напруги на накопичуючому конденсаторі, відповідно підтримуючи стабільність роботи силової частини силового активного фільтра. *Наукова новизна.* При тимчасових перевантаженнях за струмом та коротких замикань у вузлі мережі до якого приєднують силовий активний фільтр, обмеження його струму виконують шляхом масштабування діючого струму до рівня припустимого за умов нормальної роботи напівпровідникових елементів пристрою, що дозволяє в зазначених режимах реалізовувати основний алгоритм роботи. *Практичне значення.* Запропоноване рішення може бути використаним як засіб захисту силової частини пристрою у разі перевантаження, що, у разі виникнення аварійних ситуацій, та їх усунення забезпечить автоматичне поновлення нормального режиму пристрою. Бібл. 11, табл. 2, рис. 5.

Ключові слова: силовий активний фільтр, pq -теорія миттєвої потужності, релейне регулювання струму, діюче значення струму, зона гістерезису.

Цель. Целью работы является разработка методики ограничения до предельно допустимого уровня тока трехфазного силового активного фильтра (САФ) в условиях перегрузки или короткого замыкания и системы для реализации методики. *Методика.* Для проведения исследований использовались положения pq -теории мгновенной мощности, метод теории автоматического управления в системах с релейными регуляторами, методы моделирования в среде визуального программирования. *Результаты.* Как режим перегрузки, так и аварийный режим короткого замыкания, с использованием предлагаемого решения, не приводят к существенным изменениям уровня напряжения на накопительном конденсаторе, соответственно поддерживая стабильность работы силовой части силового активного фильтра. *Научная новизна.* При временных перегрузках по току и коротких замыканий в узле сети, к которому присоединяют силовой активный фильтр, ограничения его тока выполняют путем масштабирования действующего тока до уровня допустимого в условиях нормальной работы полупроводниковых элементов устройства, позволяет в указанных режимах реализовывать основной алгоритм работы. *Практическое значение.* Предложенное решение может быть использовано как средство защиты силовой части устройства в случае перегрузки, или в случае возникновения аварийных ситуаций, а их устранение обеспечит автоматическое обновление нормального режима устройства. Библ. 11, табл. 2, рис. 5.

Ключевые слова: силовой активный фильтр, pq -теория мгновенной мощности, релейное регулирование тока, действительное значение тока, зона гистерезиса.

Вступ. В промисловості широко застосовуються перетворювачі частоти, тиристорні перетворювачі, інвертори, випрямлячі призначені для керування потоком енергії електромеханічних та електротехнічних пристроїв. Ці перетворювачі за принципом дії їхньої силової частини значно впливають на якість електричної енергії. Тим самим негативно впливають на самі електромеханічні та електротехнічні пристрої, електричні машини і апарати. Компенсація, виникаючої при роботі таких перетворювачів, реактивної потужності та фільтрація вищих гармонік струму, генерованих зазначеними вище пристроями, є на теперішній час актуальною задачею. Використання фільтрів гармонік та компенсуючих конденсаторних батарей у випадку керованих перетворювачів не призводить до отримання бажаного результату із забезпечення якості електричної енергії [1].

Інновацією в питанні компенсації реактивної потужності та фільтрації вищих гармонік струму є застосування активних компенсуючих пристроїв – силових активних фільтрів (САФ) [2, 3]. САФ мають можливість, завдяки закладеному алгоритму, виконувати компенсацію реактивної потужності і фільтрацію вищих гармонік струму. Струм САФ формується на

основі алгоритмів активної фільтрації, що базуються на одній з теорій потужності: теорії повної потужності Фрізе [4], pq -теорії миттєвої потужності [5], pqr -теорії миттєвої потужності [6] та інших. Це залежить від режиму нейтралі вузла мережі до якого приєднують САФ, що в свою чергу впливає на структуру його силової частини.

Аналіз попередніх досліджень. Струм САФ формується на підставі струму навантаження та напруги мережі відповідно до існуючих методів визначення компонент потужності або струму [4-6].

У вузлах системи електроспоживання виникають режими зумовлені перевантаженнями технологічних механізмів. Це можливо, як за технологічним процесом, так і у разі нештатних чи аварійних ситуацій. Критичним випадком перевантаження вузла електричної мережі є виникнення короткого замикання на поточній, або суміжній ділянці. Зважаючи на алгоритм роботи, за умов виникнення аварійних ситуацій чи перевантаження система керування САФ буде намагатися формувати струм, який ймовірно перевищуватиме розрахунковий струм силової частини. Безумовно на етапі проектування промислового зразка

в силову частину САФ будуть введені елементи захисту, але задачу захисту можливо вирішити й іншим шляхом.

Елементи силової частини САФ вибираються виходячи з розрахункового режиму: частота комутації, робочий (номінальний) струм і робоча (номінальна) напруга, напруга накопичуючого конденсатора в колі знакопостійної напруги [7, 8].

Таким чином, постає задача обмеження заданого струму САФ в частині алгоритму активної фільтрації при наступних умовах:

1) в умовах перевантаження САФ – при струмі навантаження, діюче значення якого перевищує гранично-припустимий рівень, на який розрахована силова частина САФ;

2) в умовах короткого замикання кола навантаження САФ на поточній чи суміжній ділянках системи електропостачання на період достатній для спрацювання протиаварійної автоматики.

Метою роботи є розробка методики обмеження до гранично допустимого рівня струму трифазного силового активного фільтру в умовах перевантаження або короткого замикання та системи для реалізації методики.

Основний матеріал. САФ забезпечує формування заданого струму i_{apf}^* , який в ході роботи пристрою порівнюється з актуальним струмом САФ (струм отриманий з датчиків), регулювання вихідного параметру за відхиленням. За принципом релейного регулювання похибка струму, а точніше її знак, є ознакою для формування імпульсів керування транзисторами верхнього чи нижнього плеча перетворювача [11].

Виконання обмеження шляхом застосування відповідної ланки обмеження призведе до зміни форми струму, відповідно це призведе до порушення процедури формування струму і, як наслідок принципу компенсації. Таким чином, у якості раціонального рішення запропоновано ідею масштабування струму до величини, що не перебільшуватиме припустиме діюче значення струму напівпровідникових вентилів силової частини I_{max} .

На основі викладеного, пропонується наступна методика обмеження струму САФ:

1. Задають значення максимального струму I_{max} зумовлене властивостями вентилів перетворювача САФ.

2. Визначають діюче значення заданого струму САФ i_{apf}^* за період основної гармоніки ($T = 0,02$ с):

$$I_{RMS} = \|i_{apf}^*\| = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} (i_{apf}^*)^2 dt} . \quad (1)$$

3. Визначають співвідношення визначеного діючого значення струму до заданого максимального.

$$k = \frac{I_{max}}{I_{RMS}} . \quad (2)$$

4. У разі, якщо діюче значення струму САФ нижче максимального, виконувати обмеження не потрібно, тобто параметр масштабування повинен дорівнювати одиниці. У разі якщо діюче значення струму САФ

вище максимального, необхідно виконувати обмеження на величину перевищення, таким чином коефіцієнт масштабування:

$$K = \begin{cases} 1, & \text{for } k \geq 1 \\ k, & \text{for } k < 1 \end{cases} . \quad (3)$$

Такі умови можливо виконати з використанням блоку обмеження.

5. Поточне задане значення струму САФ масштабують:

$$i_{apf}^{**} = K \cdot i_{apf}^* . \quad (4)$$

Для реалізації розробленої методики пропонується блок схема підсистеми обмеження струму силового активного фільтру, що наведена на рис. 1.

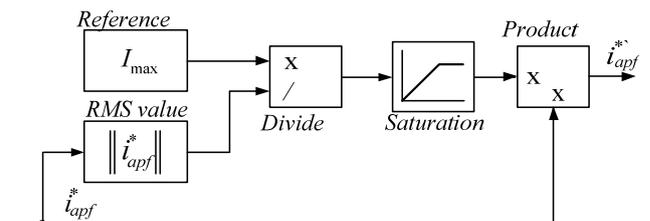


Рис. 1. Блок-схема підсистеми обмеження струму САФ

Запропонована блок-схема (рис. 1) реалізована в підсистемі формування струму (*pq-theory power control*), системи керування САФ у складі електроенергетичного комплексу, модель якого (рис. 2) побудовано в графічному середовищі імітаційного моделювання та розкрито в роботі [9]. Для визначення струму компенсації САФ обрано *pq*-теорію миттєвої потужності [4], а в якості методу імпульсного управління транзисторами перетворювача – метод релейного регулювання струму (PPC) [11], блок (*Relay current control*) (рис. 2).

Нелінійне навантаження представлено трифазним тиристорним перетворювачем (*Thyristor converter*) з активно-індуктивним навантаженням (*RL-load*) з параметрами $R_{ld} = 0,666$ Ом і $L_{ld} = 0,0386$ Гн, що при куті керування 45° в тиристорному перетворювачі відповідає розрахунковій потужності $P_{ld} = 66$ кВт, $Q_{ld} = 135$ кВАр. За параметрами навантаження з урахуванням припустимого відхилення напруги розраховано та введено в схему трифазне джерело електричної енергії [10] (*Three-phase source*) з наступними параметрами: діюче значення міжфазної напруги $U_s = 380$ В, частота $f_s = 50$ Гц, активний і реактивний опори відповідно $R_s = 0,1$ Ом та $L_s = 1,3 \cdot 10^{-5}$ Гн.

Елементи силової частини трифазного САФ розраховані за методикою [7]: індуктивність реактора $L = 0,0054$ Гн; напруга конденсатора $U_{dc} = 2000$ В; ємність конденсатора $C = 20 \cdot 10^{-3}$ Ф [9]. Значення зона гістерезису (струмової трубки) в методі PPC дорівнює $HV = 10$, що відповідає 5 % від номінального струму навантаження [11].

Проведено дослідження роботи моделі в режимі перевищення максимального робочого струму в разі перевантаження (рис. 3, 4) та в режимі аварійного короткого замикання (рис. 5, 6) з використанням блоку *Three-Phase Fault* (рис. 2).

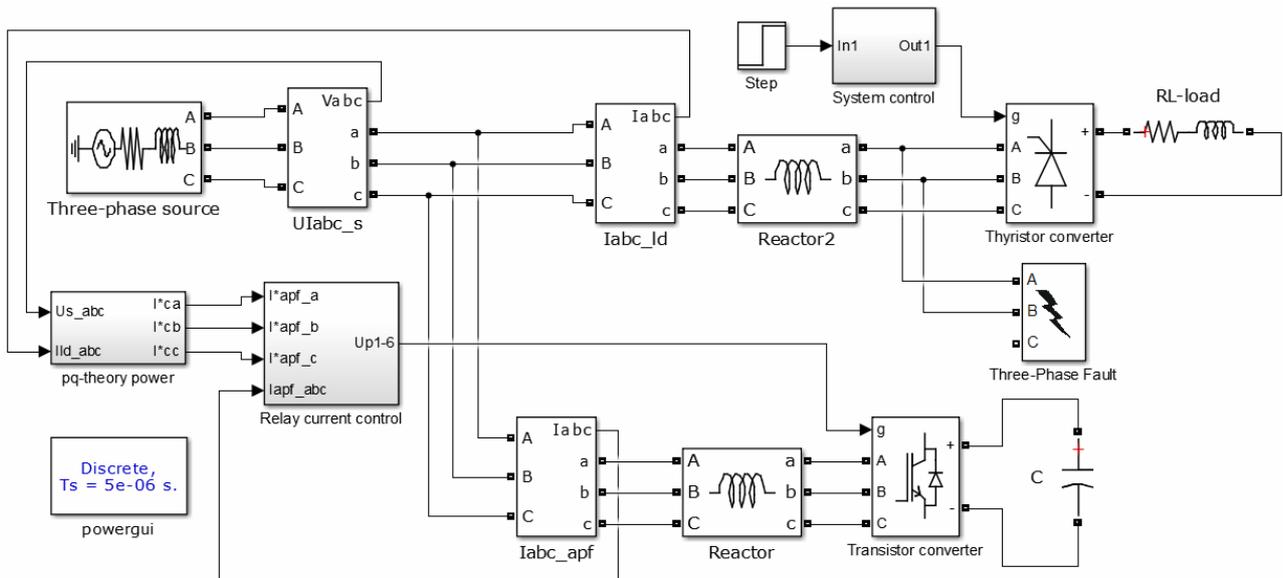


Рис. 2. Matlab Simulink модель електроенергетичної системи з трифазним САФ

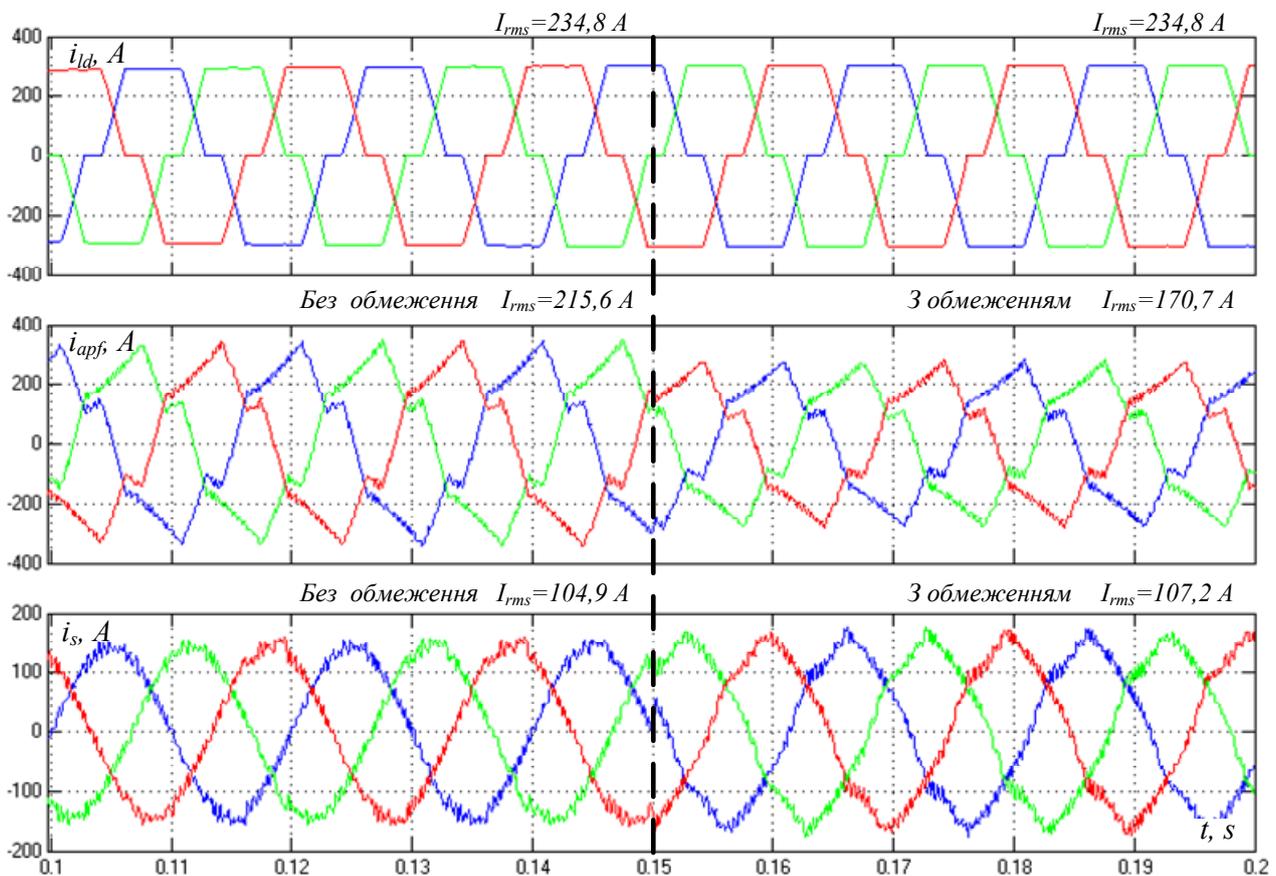


Рис. 3. Осцилограми струму навантаження i_{ld} , поточного САФ i_{apf} та мережі i_s без та з обмеженням за максимальним значенням струму

Режим перевантаження. Дослідження проведено з обмеженням по струму та без обмеження. Задане максимальне діюче значення струму встановлене на рівні $I_{max} = 170$ А. Результати моделювання із зазначеними умовами представлені на рис. 3. На інтервалі часу (0,1-0,15 с) підсистема обмеження струму не активна, наявне перевантаження перетворювача САФ робочим струмом 215,6 А, при цьому ефективність

компенсації можна оцінити за інтегральними показниками – табл. 1 (без обмеження). На інтервалі часу (0,15-0,2 с) вводиться в дію підсистема обмеження струму і діюче значення струму САФ знижується до встановленого максимального рівня, при цьому показники компенсації погіршуються – табл. 1 (з обмеженням), але пристрій забезпечує зниження реактивної потужності та коефіцієнту викривлення струму.

Таблиця 1

Зведені результати дослідження режиму перевантаження

Параметр	Без САФ	Без обмеження	З обмеженням
P , Вт	21300	21870	20630
Q , Вар	44270	-275,5	8621
I_{rms} , А	234,8	104,9	107,2
THD_I , %	13,96	6,24	7,94
I_{apf} , А	—	215,6	170,7
$THD_{I_{apf}}$, %	—	15,2	16,23

Виходячи з діаграми зміни напруги накопичуючого конденсатора (рис. 4) відхилення напруги не перевищує 1 %. При цьому зниження величини струму викликає збільшення запасу енергії конденсатора.

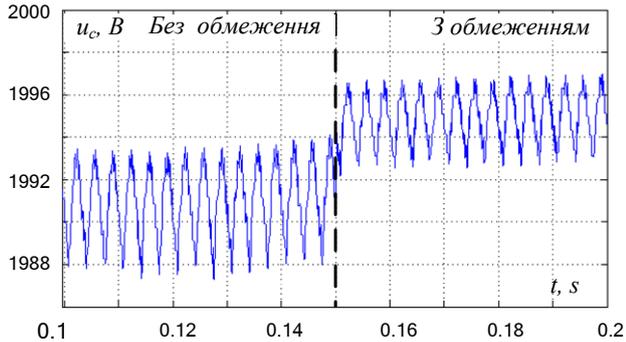
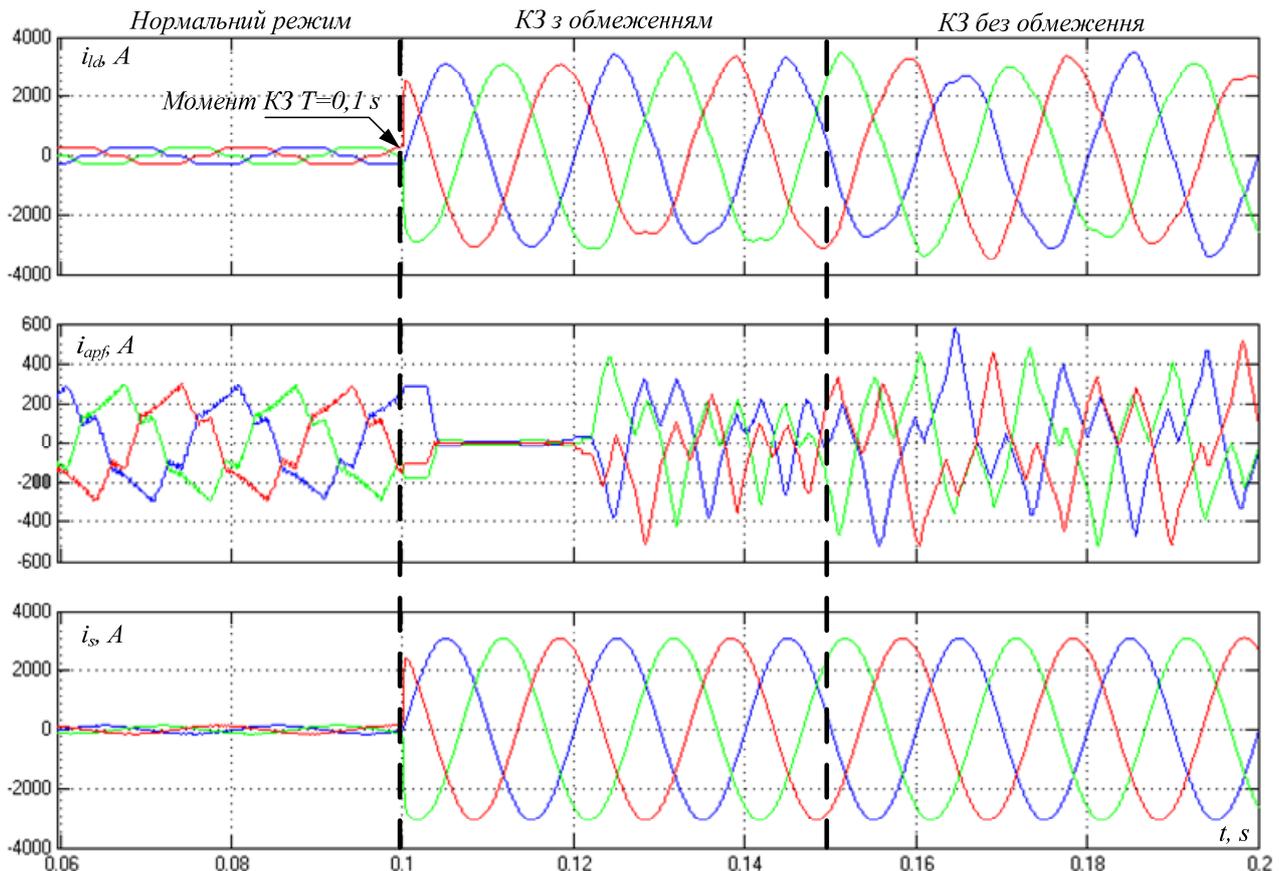


Рис. 4. Напруга на конденсаторі з обмеженням та без обмеження за максимальним значенням струму

Режим короткого замикання (КЗ). Дослідження КЗ виконано шляхом імітації міжфазного короткого замикання двох фаз на землю у вузлі навантаження. В модель системи додатково введено блок, який реалізує режим короткого замикання рис. 2 (*Three-Phase Fault*) шляхом замикання двох фаз на опір $R = 0,001$ Ом, на інтервалі часу (0,1-0,2 с).

Зважаючи на те, що коротке замикання реалізоване через омичний опір (рис. 5), на інтервалі дії короткого замикання струм зумовлений активною потужністю істотно перевищує струм зумовлений реактивною потужністю та потужністю спотворень. За умов реалізації режиму короткого замикання порушується функціонування блоку (*pq-theory power control*), у зв'язку із значним зниженням мережевої напруги. При цьому САФ продовжує забезпечувати компенсацію струму навантаження (табл. 2 без обмеження), та обмеження струму на інтервалі 0,1-0,15 с (табл. 2 з обмеженням). Додатково слід відзначити, що використання обмеження призводить до зменшення перекомпенсації реактивної потужності.

Аналіз напруги накопичуючого конденсатора під час реалізації режиму короткого замикання показує, як і в попередньому випадку незначне збільшення амплітуди пульсацій напруги, які не перевищують 3 %.

Рис. 5. Осцилограми струму навантаження i_{ld} , поточного САФ i_{apf} та мережі i_s в режимі КЗ з обмеженням та без обмеження за максимальним значенням струму

Таким чином, реалізація запропонованої методики, де обмеження до гранично допустимого рівня струму трифазного САФ в умовах перевантаження

або короткого замикання виконується шляхом масштабування величини струму САФ до рівня припустимого за умов нормальної роботи напівпровідникових

елементів, дозволяє в зазначених режимах реалізувати основний алгоритм роботи САФ, що підтверджується наведеними результатами досліджень комп'ютерної моделі системи (рис. 3-6).

Таблиця 2

Зведені результати дослідження режиму трифазного короткого замикання

Параметр	Без САФ	Без обмеження	З обмеженням
P , Вт	21300	4418	4671
Q , Вар	44270	-490	16,29
I_{rms} , А	234,8	2172	2171
THD_I , %	13,96	0,8	0,8
I_{apf} , А	-	317,8	161,8
$THD_{I_{apf}}$, %	-	60,9	70,6

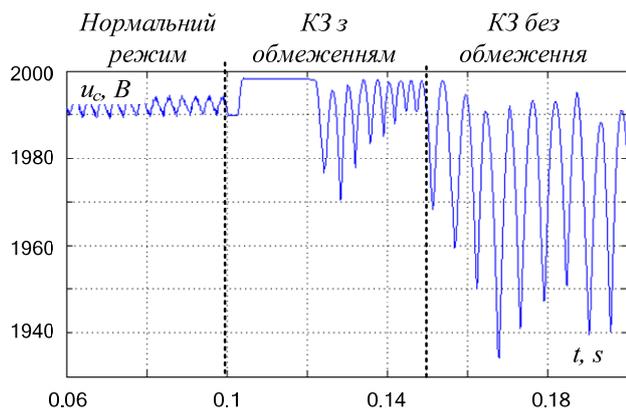


Рис. 6. Напряга на конденсаторі при сталому режимі, без обмеження за максимальним значенням та з обмеженням в режимі КЗ

Висновки.

1. Запропоновано методику обмеження до гранично допустимого рівня струму трифазного САФ та блок-схему підсистеми обмеження струму САФ, що дозволяє реалізувати основний алгоритм роботи САФ в режимах його перевантаження або короткого замикання.

2. Реалізація запропонованої методики дозволяє захистити силову частину САФ у разі аварійних режимів перевантаження та короткого замикання, та забезпечує автоматичне поновлення нормального режиму роботи САФ після усунення аварійних режимів системою протиаварійної автоматики.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Жежеленко І.В., Саенко Ю.Л. Показатели качества электроэнергии и их контроль на промышленных предприятиях: Учеб. пособие для вузов. 3-е изд. – М.: Энергоатомиздат, 2000. – 252 с.
2. Давидов О.Ю., Бялобржеський О.В. Аналіз засобів компенсації реактивної потужності в електротехнічних системах // Вісник Кременчуцького національного університету імені М. Остроградського. – 2010. – №3(62). – Частина 1. – С. 132-136.
3. Алексеев Б.А. Активные фильтры высших гармоник // ЭЛЕКТРО. Електротехніка, електроенергетика, електротехніческая промышленность. – 2007. – №3. – С. 28-32.
4. Жемеров Г.Г., Ильина О.В. Теория мощности Фризе и современные теории мощности // Електротехніка і електро-механіка. – 2007. – №6. – С. 63-65. doi: 10.20998/2074-272X.2007.6.14.

5. Akagi H., Watanabe E. H., Aredes M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. – Wiley-IEEE Press., 2007. – 379 p. ISBN 978-0-470-10761-4.

6. Власенко Р.В., Бялобржеський О.В. Застосування силового активного фільтру при компенсації компонент струму несиметричного нелінійного навантаження в чотирипровідній мережі // Вісник Приазовського державного технічного університету. Серія: Технічні науки. – 2015. – №31. – С. 156-165.

7. Zakis J., Rankis I. Comparison of flexible systems of reactive power compensation // 5th International symposium «Topical problems in the field of electrical and power engineering». Doctoral school of energy and geotechnology. – Kuressaare, Estonia. – 14-19 January, 2008. – pp. 99-102.

8. Бялобржеський О.В., Власенко Р.В. Зв'язок електроенергетичних параметрів режиму однофазного активного фільтру з параметрами його накопичувачів // Науковий вісник НГУ. – 2015. – №4. – С. 79-84.

9. Власенко Р.В., Бялобржеський О.В. Порівняння методів компенсації неактивної потужності трифазним силовим активним фільтром з адаптивним релейним регулятором струму // Електротехніка та електроенергетика. – 2014. – №2. – С. 20-27.

10. Сегеда М.С. Електричні мережі та системи. – Львів: Видавництво національного університету «Львівська політехніка», 2007. – 488 с.

11. Dixon J.W., Tepper S., Moran L. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters // Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – ASPEC'94. pp. 894-900. doi: 10.1109/APEC.1994.316303.

REFERENCES

1. Zhezhelenko I.V., Saenko Yu.L. *Pokazateli kachestva elektroenergii i ikh kontrol' na promyshlennykh predpriiatiakh: Ucheb. posobie dlia vuzov. 3-e izd* [Indicators of quality of the electric power and their control at the industrial enterprises. Educational manual for students of higher educational institutions, 3rd ed.]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 2000. 252 p. (Rus).
2. Davydov A.Y., Bialobrzheski A.V. Analysis of facilities of indemnification of reactive-power is in electrical engineering systems. *Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University*, 2010, no.3(62), part 1, pp. 132-136. (Ukr).
3. Alekseev B.A. Active harmonic filters. *ELEKTRO. Electrical engineering, power industry, electrical industry*, 2007, no.3, pp. 28-32. (Rus).
4. Zhemerov G.G., Ilina O.V. Fryze power theory and modern power theories. *Electrical engineering & electromechanics*, 2007, no.6, pp. 63-65. doi: 10.20998/2074-272X.2007.6.14.
5. Akagi H., Watanabe E.H., Aredes M. *Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning*. Wiley-IEEE Press, April 2007. 379 p. ISBN 978-0-470-10761-4.
6. Vlasenko R.V., Bialobrzheski O.V. Using active power filter to compensate the current component of asymmetrical non-linear load in the four wire network. *Reporter of the Priazovskiy State Technical University. Section: Technical sciences*, 2015, no.31, pp. 156-165. (Ukr).
7. Zakis J., Rankis I. Comparison of flexible systems of reactive power compensation. *5th International symposium «Topical problems in the field of electrical and power engineering»*. Doctoral school of energy and geotechnology. Kuressaare, Estonia. 14-19 January, 2008, pp. 99-102.
8. Bialobrzheskii O.V., Vlasenko R.V. Interrelation of electric-power parameters of the single-phase active power filter mode with parameters of the stores attached. *Naukovyi Visnyk Natsionalnoho Hirnychoho Universytetu*, 2015, no.4, pp. 79-84. (Ukr).

9. Vlasenko R.V., Bialobrzeski O.V. Comparison of inactive power compensation methods by three-phase active power filter with adaptive relay current controller. *Electrical Engineering and Power Engineering*, 2014, no.2, pp. 20-27. (Ukr).

10. Segeda M.S. *Elektrychni merezhi ta systemy* [Electric grids and systems]. Lviv, Lviv Polytechnic National University Publ., 2007. 488 p. (Ukr).

11. Dixon J.W., Tepper S., Moran L. Analysis and evaluation of different modulation techniques for active power filters. *Proceedings of 1994 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition – ASPEC'94*. pp. 894–900. doi: 10.1109/APEC.1994.316303.

Поступила (received) 24.11.2017

Власенко Руслан Володимирович¹, асистент,
Бялобржеський Олексій Володимирович¹, к.т.н., доц.,

¹ Кременчуцький національний університет
імені Михайла Остроградського,
39600, Полтавська обл., Кременчук, вул. Першотравнева, 20,
тел/phone +380 97 1902815, +380 66 7197298,
e-mail: ruslan.vlasenko@i.ua, seemAl@kdu.edu.ua

R.V. Vlasenko¹, O.V. Bialobrzeski¹

¹ Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University,
20, Pershotravneva Str., Kremenchuk, Poltava region, 39600,
Ukraine.

Limitations of current of the three-phase active power filter in the conditions of overload and short circuit.

Purpose. The purpose of the work is to develop a method of limiting the maximum allowable level of current of a three-phase active power filter in conditions of overload or short circuit and a system for the implementation of the method. **Methodology.** For research purposes, the provisions of the pq-theory of instantaneous power, the method of the theory of automatic control in systems with relay controllers, and the methods of simulation in the visual programming environment were used. **Results.** Both the overloading mode and the short circuit emergency mode, using the proposed solution, do not lead to significant changes in the voltage level on the accumulation capacitor, thus maintaining the stability of the power part of the active power filter. **Originality.** In the case of temporary overloads of current and short circuits at the network node to which a active power filter is connected, the current's limiting is performed by scaling the current to the level allowed by normal operation of the semiconductor elements of the device, which allows the basic operating algorithm to be implemented in the specified modes. **Practical value.** The proposed solution can be used as a mean to protect the power part of the device in case of overload, which, in the event of emergencies, and their elimination will automatically restore the normal mode of the device. References 11, tables 2, figures 5.

Key words: active power filter, pq-theory of instantaneous power, relay current control, effective current value, hysteresis zone.

V.M. Zolotaryov, M.A. Shcherba, R.V. Belyanin, R.P. Mygushchenko, O.Yu. Kropachek

COMPARATIVE ANALYSIS OF ELECTRICAL AND THERMAL CONTROL OF THE LINING STATE OF INDUCTION APPARATUS OF COPPER WIRE MANUFACTURE

Aim. This article is intended to develop a technique for monitoring the lining state of induction channel furnaces for melting oxygen-free copper by monitoring changes in the distribution of thermal fields in their lining and carrying out a comparative analysis of the developed technique with the existing one that controls the electrical resistance of the melting channel of the furnaces. *Technique.* For carrying out the research, the theories of electromagnetic field, thermodynamics, mathematical physics, mathematical modeling based on the finite element method were used. *Results.* A technique for diagnosing the lining state of the induction channel furnaces for melting oxygen-free copper has been developed, which makes it possible to determine the dislocation and the size of the liquid metal leaks by analyzing the temperature distribution over the body surface both the inductor and the furnace. *Scientific novelty.* The connection between the temperature field distribution on the surface of the furnace body and the dislocation and dimensions of the liquid metal leaks in its lining is determined for the first time. *Practical significance.* Using the proposed technique will allow to conduct more accurate diagnostics of the lining conditions of the induction channel furnaces, as well as to determine the location and size of the liquid metal leaks, creating the basis for predicting the working life of the furnace. References 10, tables 3, figures 4.

Key words: induction heating, diagnostics and control, interconnected electromagnetic and thermal processes, thermal field distribution, three-dimensional mathematical modeling, finite element method.

Цель. Целью статьи является разработка методики контроля состояния футеровки индукционных канальных печей для плавки бескислородной меди путем мониторинга изменений распределения тепловых полей в их футеровке и проведение сравнительного анализа разработанной методики с существующей, которая контролирует электрическое сопротивление плавильного канала печей. *Методика.* Для проведения исследований использовались положения теории электромагнитного поля, термодинамики, математической физики, математического моделирования с применением метода конечных элементов. *Результаты.* Разработана методика диагностики состояния футеровки индукционной канальной печи для плавки бескислородной меди, которая позволяет определять дислокацию и размер протеканий жидкого металла путем анализа распределения температуры по поверхности корпуса индуктора и печи. *Научная новизна.* Впервые установлена связь между распределением температурного поля на поверхности корпуса печи и дислокацией и размерами протеканий жидкого металла в ее футеровке. *Практическое значение.* Использование предложенной методики позволит проводить более точную диагностику состояния футеровки индукционных канальных печей, а также определять расположение и размеры протеканий жидкого металла, создавая основы для прогнозирования ресурса работы печи. Библ. 10, табл. 3, рис. 4.

Ключевые слова: индукционный нагрев, диагностика и контроль, взаимосвязанные электромагнитные и тепловые процессы, распределение теплового поля, трехмерное математическое моделирование, метод конечных элементов.

Introduction. Taking into account the constant increase in energy prices and imported components of industrial induction apparatus, the urgency of increasing their resource and energy efficiency, as well as import substitution of the component equipment, is increasing. [3, 8]. All these tasks need to be addressed during the melting of ultrapure oxygen-free copper in induction channel furnaces, in particular in the UPCAST furnaces [6], the application of which is expanded due to a number of technological advantages.

The resource of the UPCAST induction channel furnaces depends on the duration of the failure-free operation of the inductor, which heats the liquid metal channel (0.3 tons), and the furnace, which is above the inductor and contains most of the liquid melt (up to 10 tons). At present, there is a problem of matching the resources of the inductor and the furnace. If the predicted working life of the furnace is 4-6 years, then working life of the inductor is only 1-2 years, i.e. the technology includes a planned 2-3-fold replacement of the inductor design with unchanged furnace design [6, 10].

However, joint experimental studies of PJSC Yuzhcable Works (Kharkiv) and the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine (Kiev) using UPCAST line US20X-10 as an

example on the continuous casting of oxygen-free copper wire have showed that the replacement procedure of the inductor significantly reduces the working life of the furnace [8]. Due to the temperature drop from 1150 °C (the temperature of the copper melt and the furnace lining surface) up to 300-400 °C (the temperature of furnace lining after the copper draining during its heating with gas burners), the lining inevitably cracks. After re-commissioning the furnace with a new inductor and an old lining, liquid metal leaks occur in cracks.

The most expedient solution to this problem is to increase working life of the inductor to working life of the furnace and use them as a single system during the entire continuous cycle lasting 4-6 years. As a consequence, the line resource is expected to increase beyond 4-6 years due to the lack of planned inductor replacements. The first step to achieve this goal is to improve the system for diagnosing the lining thermal state of the inductor and the furnace.

Now the diagnostics is based on monitoring the active and reactive inductor resistance by measuring the impedance of the melting channel and the water temperature as it passes through the cooling system pipes [6]. The furnace lining is monitored visually and copper leaks through lining are inaccessible for inspection and it

is made by measuring the temperature of the furnace body. This method of diagnostics is indirect, since it does not allow revealing the location and size of the leaks areas of liquid metal, and the actual state of the furnace and inductor is determined by inspection only after they are completely stopped and cooled.

Therefore, there is a need to develop a new technique for diagnosing the lining state, which would allow estimating the direct location and dimensions of the liquid metal leaks into the lining cracks and thus predicting working life of the furnace.

The aim of the paper is to develop a technique for monitoring the lining state of induction channel furnace for melting oxygen-free copper by monitoring changes in the distribution of thermal fields in it using a three-dimensional mathematical model.

Three-dimensional mathematical model.

According to the physical formulation, the problem of induction heating of a metal consists of electromagnetic and thermal problems with strong mutual relations [1, 2, 5, 9].

To calculate the distribution of the magnetic field and the current density, the system of Maxwell equations with respect to the vector potential \vec{A} is solved.

$$\text{rot}\vec{H} = \vec{J}, \quad \vec{B} = \text{rot}\vec{A}, \quad (1, 2)$$

$$\vec{J} = \sigma(T)\vec{E} + \vec{J}_{ext}, \quad \vec{E} = -\text{grad}\varphi - \frac{\partial\vec{A}}{\partial t}, \quad (3, 4)$$

where \vec{B} , \vec{H} , \vec{E} are vectors of magnetic induction, magnetic and electric fields intensity, \vec{J} , \vec{J}_{ext} are the density vectors of the total current and current in the inductor busbars, φ is the electric scalar potential, $\sigma(T)$ is electric conductivity of copper, which is a function of temperature T and is described by the following expression:

$$\sigma(T) = \frac{1}{\rho_0(1 + \alpha(T - T_{ref}))}, \quad (5)$$

where $\rho_0 = 1.72 \cdot 10^{-8}$ Ohm·m is specific electric resistance of copper, $\alpha = 3.9 \cdot 10^{-8}$ K⁻¹ is its temperature resistance coefficient, $T_{ref} = 273.15$ °K is reference temperature.

The ferromagnetic properties of the magnetic core of the inductor are described by the magnetization curve:

$$\vec{H} = f(B)\vec{B}/B. \quad (6)$$

The inductor is connected to a 50 Hz sine voltage transformer and consumes from 14 to 616 kW. Simulated processes of continuous heating, especially with primary starts, can last more than 18 hours. Since the scales of the electromagnetic and thermal processes on the time axis differ significantly (20 ms period of electromagnetic oscillations and more than 64,800 with the heating duration), then while solving the general interrelated problem, the electromagnetic subtask is solved in the frequency domain using the actual values for the magnetization curve, and the thermal subtask is solved in the time domain [4].

The calculation equations for various elements of the inductor are:

- for a copper template:

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_0} \text{rot} \dot{\vec{A}} \right] + j\omega\sigma(T)\dot{\vec{A}} = 0, \quad (7)$$

- for copper inductor busbars:

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_0} \text{rot} \dot{\vec{A}} \right] - \dot{\vec{J}}_{ext} = 0, \quad (8)$$

- for steel core:

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_0 \mu_{ef}} \text{rot} \dot{\vec{A}} \right] = 0, \quad (9)$$

- for lining mixture, steel casing, water cooling system and ambient air:

$$\text{rot} \left[\frac{1}{\mu_0} \text{rot} \dot{\vec{A}} \right] = 0. \quad (10)$$

The solutions of equation (7) – (10) were joined on the boundaries of the elements and were supplemented by the Dirichlet conditions $\vec{n} \cdot \vec{A} = 0$ on the boundaries of the computational domain.

To calculate the heat distribution, the thermal balance equation is solved:

$$\rho C_p \frac{\partial T}{\partial t} - k \Delta T = Q_{eddy} + Q_{water}, \quad (11)$$

where ρ , C_p , k are density, heat capacity and thermal conductivity of materials, Q_{eddy} , Q_{water} are heat sources, including the heating of the template by eddy currents Q_{eddy} (the time average over one period) and cooling of busbars and lining in the course of water flowing through the tubes of the cooling system Q_{water} .

The heat removal through the water was calculated taking into account the heat capacity of the water, its temperature and the mass flow:

$$Q_{water} = M_t C_p (T_{in} - T)/V, \quad (12)$$

where M_t is water flow in kilograms, passing through the cross section of the tubes per unit time, T_{in} is the temperature of incoming water, V is the internal volume of the system pipes.

The multi-physical relationship between the problems of calculating the distributions of magnetic and thermal fields was realized by using the eddy currents as a source of heat induced by the magnetic field and determined according to the solution of the electromagnetic problem:

$$Q_{eddy} = 0.5 \cdot \sigma(T) |\vec{E}|^2 = 0.5 \cdot \sigma(T) \left| \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} \right|^2. \quad (13)$$

Equation (11) was supplemented by conditions on the boundaries of the computational domain and on the boundaries of various materials. The convective heat removal from the inductor and the furnace bodies through the ambient air was determined at a given heat transfer coefficient h according to the equation:

$$-k \frac{\partial T}{\partial n} = h(T - T_{ext}), \quad (14)$$

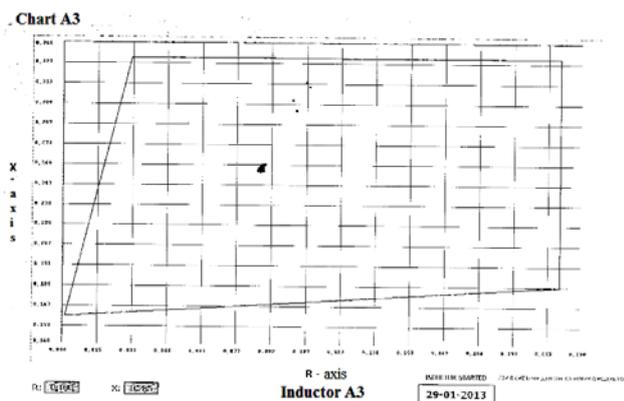
where T_{ext} is the ambient temperature, n is the normal vector to the outer boundary.

According to the engineering drawings of the channel furnace used at PJSC Yuzhicable Works, a three-dimensional model was constructed in the software

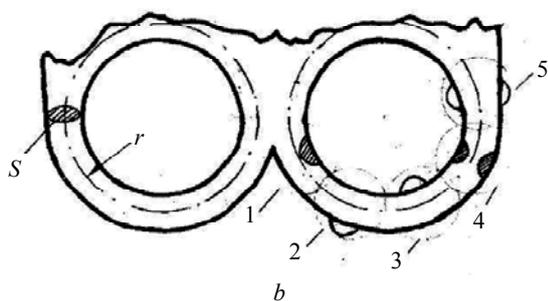
package Comsol Multiphysics [4], for which the solution of the system of differential equations (7) – (11) was found by the finite elements method.

Comparative analysis of electrical and thermal control. Lining furnace is formed by four layers of brick, where the first and second layers serve as «armor» and keep the metal melt from leaks. In this case, the temperature difference at the boundaries of these layers is 119 °C (from 1150 to 1031 °C). The third and fourth layers perform the functions of the heat insulator and the main temperature drop at 899 °C (from 1031 to 132 °C) occurs on their boundaries [6]. However, because of the porous structure, the third and fourth layers of brick after penetration of the metal melt through the «armor» actively absorb it, which eventually leads to the metal flow to the outer steel body of the furnace. As a result, even drops of liquid copper may appear, emerging through its technological holes. Because of this, areas of high temperature rise appear on the body. Such processes increase the power consumption, i.e. reduce the energy efficiency of the entire production process and significantly reduce working life of the furnace.

At the moment, the diagnostics of its resource is carried out by monitoring and recording the active R and reactive X of the inductor resistance. Fig. 1,*a* shows black dots which are the results of measuring the impedance Z of the melting channel of the inductor at PJSC Yuzhcable Works for the period from 01.2013 to 09.2017.



a



b

Fig. 1. Measurements of impedance Z of the melting channel of the inductor at PJSC Yuzhcable Works (*a*); the shape of the melting channel and its possible defects (*b*)

The active resistivity of the R channel is plotted in ohms along the ordinate axis and its reactive resistance X . The value of R varies inversely with the cross-sectional area of the channel S in Fig. 1,*b* ($R \sim 1/S$). The value X has an inductive character and is proportional to the

channel radius ($X \sim r$). The region bounded by the quadrilateral in Fig. 1,*a* is the region of values of the impedance Z of the channel during normal operation of the inductor. The deviation of the measured values of Z beyond the limits of the quadrilateral indicates the emergency operation of the induction apparatus, which is connected with the flow of the melt into the lining of the furnace or vice versa by the entrapment of the melting channel slags in the inductor.

Table 1 shows the change in the parameters R , X , and Z for each of the five types of melting channel defects shown in Fig. 1,*b*.

Table 1

The change of the parameters R , S and Z of the melting channel for each of the five types of its defects

	$R \sim 1/S$	$X \sim r$	Z
1	↑	↑	
2	↓	↑	
3	↓	↓	
4	↑	unchanged	
5	↓	unchanged	

Also, the existing diagnostics system includes monitoring the change in the temperature T of the running water in the cooling system. The system has 4 water-cooled circuits, the tubes of this circuit pass along the surface of the furnace adjoining to the inductor, along the surface of the cylindrical inductor holes for the magnetic circuit, inside the copper busbars and the inductor body base. According to the technical documentation, if the difference in ΔT across all circuits remains within 5 °C, then the line condition is considered normal.

To improve the diagnostics system, it was suggested to monitor not only the system-specific parameters (impedance Z and temperature difference ΔT), but also the temperature distribution along the inductor and furnace bodies. The task was to develop a mathematical model and a technique for calculating the temperature distributions both on the body surface and inside the lining of the inductor and furnace in nominal and emergency operation modes. The verification of the model was carried out by comparing the isotherms

calculated on the body with the real ones measured on the operating casting line.

According to the developed method, with a non-uniform temperature distribution on the surface of the metal casings of the furnace and inductor, temperature changes in local areas and sizes of such areas are monitored. Then, the model determines the shape and size of the melt flowing in the furnace lining and inductor to obtain isotherms that coincide with the experimental ones. With the help of this approach, the instantaneous state of the furnace is diagnosed.

Table 2
The measurement results of the values T_{min} , T_{max} and ΔT in the cathode loading zone

The cathode loading zone, T_{min} , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	70	95	75	78	115	115	70	70	71
2	101	89	105	105	105	105	70	70	56
3	92	96	95	130	124	99	79	79	60
4	70	85	85	95	95	99	80	80	74
The cathode loading zone, T_{max} , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	95	78	77	96	95	95	98	65	95
2	105	90	105	105	105	105	70	69	64
3	105	91	135	152	124	120	79	80	68
4	95	96	91	108	90	88	83	82	79
The cathode loading zone, ΔT , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	25	0	2	18	0	0	1	0	24
2	4	1	0	0	0	0	0	0	8
3	13	5	45	22	0	21	0	1	8
4	25	11	6	13	0	0	3	2	5

Table 3
The measurement results of the values T_{min} , T_{max} and ΔT in the wire drawing zone

The wire drawing zone, T_{min} , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	75	72	77	81	101	87	91	95	95
2	62	62	75	119	119	11	129	118	105
3	71	88	143	127	115	115	128	145	117
4	92	109	124	75	122	120	101	99	71
The wire drawing zone, T_{max} , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	105	105	110	110	102	105	130	110	115
2	106	118	130	226	150	151	160	163	125
3	120	148	242	215	180	190	199	201	141
4	140	200	254	170	202	170	182	154	108
The wire drawing zone, ΔT , °C									
	1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	30	45	33	29	20	18	39	15	5
2	44	56	55	107	31	40	31	45	20
3	49	60	99	88	65	75	71	56	24
4	48	91	130	95	80	50	81	55	37

To predict working life of the furnace, a study was made on the change in the isotherms on the furnace body after a long operating time. An experiment with duration of 3.5 years (from 04.2014 to 09.2017) was planned and conducted to measure the temperature T on the inductor

body and the line furnace. The main attention was paid to the furnace, since it contains the bulk of the melt.

The furnace body was divided into 72 control zones (36 in the section for loading copper cathodes for melting and 36 for the stretching of the copper wire), in which the temperature T was measured by an optical pyrometer.

Table 2 for the cathode loading zone and Table 3 for the wire drawing zone show the measurement results of the minimum temperature T_{min} (measured in 2014), the maximum temperature T_{max} (observed from 2014 to 2017) and the temperature difference ΔT reflecting the increase in the average operating temperatures in the zones due to the melt flowing into the lining.

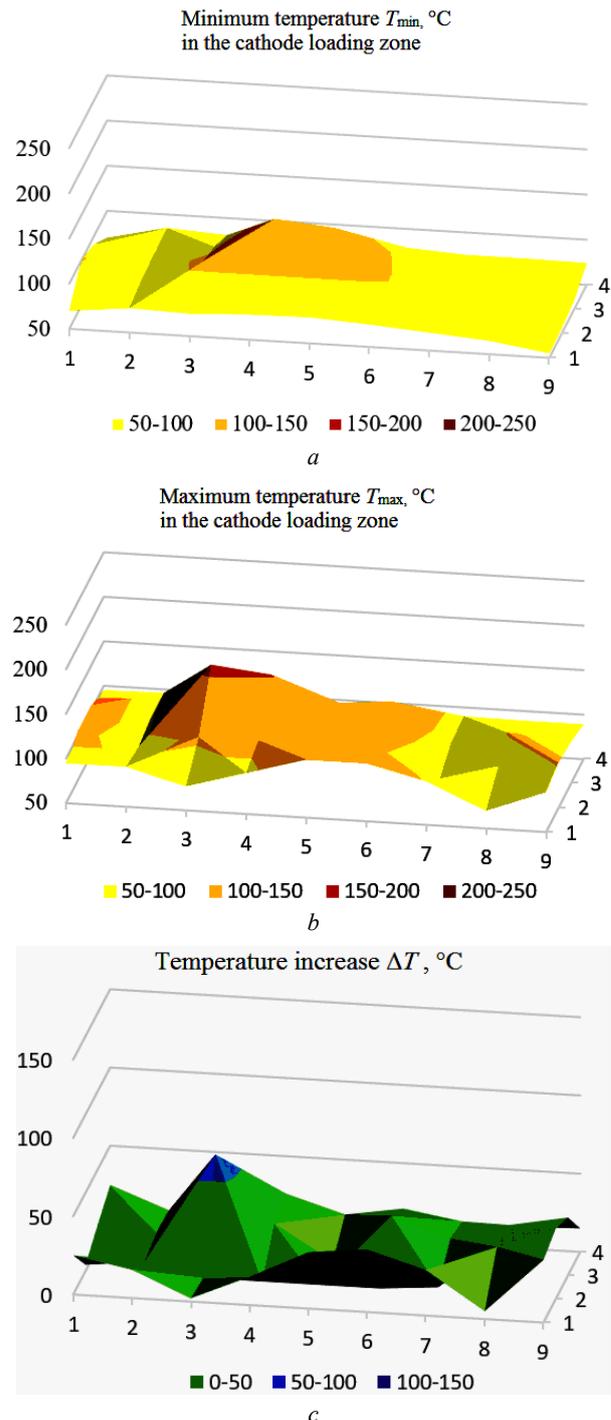


Fig. 2. The measurement results of the values T_{min} , T_{max} and ΔT in the cathode loading zone

The measurement results are plotted accordingly in the diagrams in Fig. 2 and Fig.3, where the height and color of the peaks demonstrate the location and temperature of the zones of the furnace body. Fig. 2,*a* and Fig. 3,*a* show the temperature distribution measurements T_{\min} according to measurements made in 2014, when the furnace lining had a small number of defects. Fig. 2,*b* and Fig. 3,*b* show the distribution of the maximum temperature T_{\max} , which was observed for 3.5 years of industrial operation of the furnace. Fig. 2,*c* and Fig. 3,*c* reflect the temperature increase over the body ΔT due to the lining degradation.

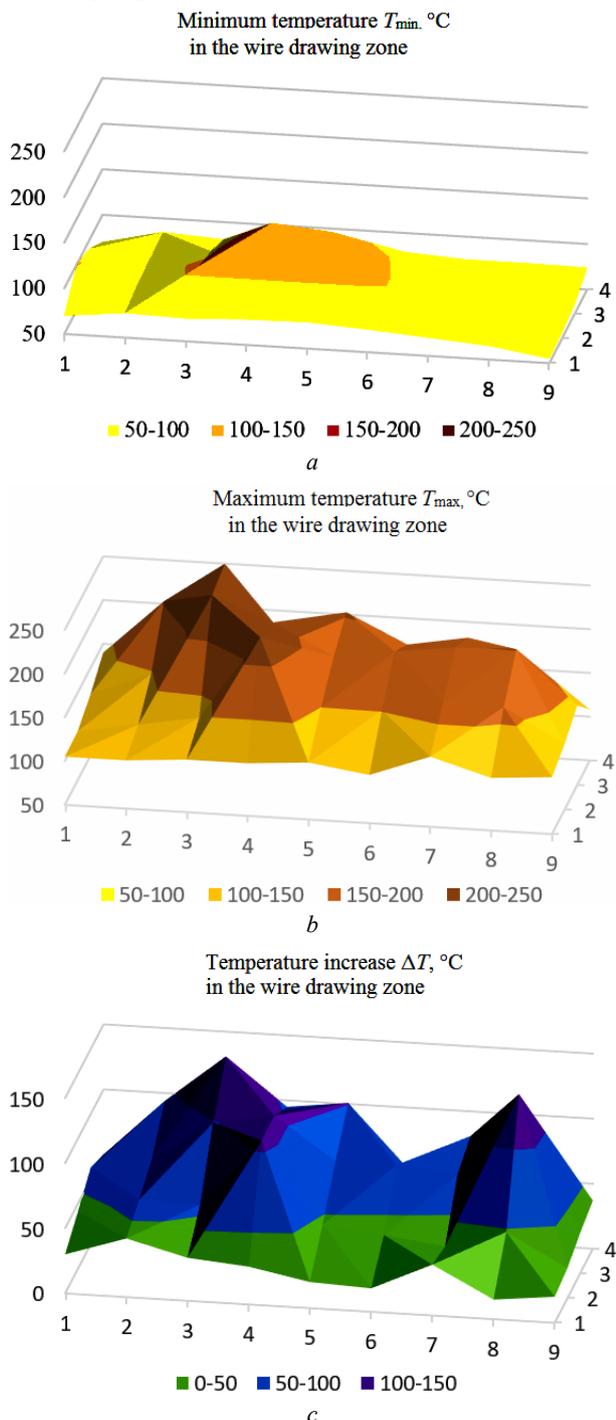


Fig. 3. The measurement results of the values T_{\min} , T_{\max} and ΔT in the wire drawing zone

Fig. 4 shows graphs of temperature increase T in time in the four hottest control points.

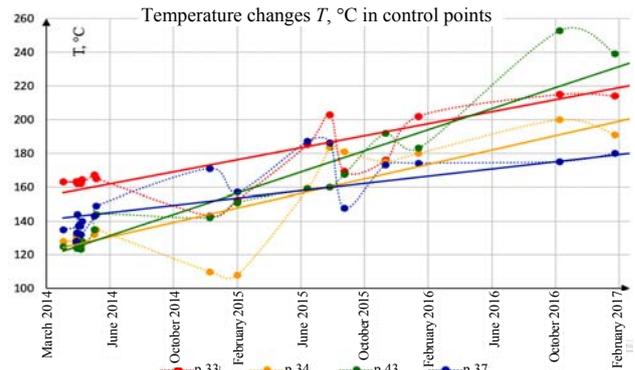


Fig. 4. Temperature increase T in time in the four hottest control zones

Comparing the experimental results in Fig. 2 and Fig. 3, we note that in the wire drawing zone higher temperatures are observed, and this can be seen in both minimum and maximum values. If in the cathode loading zone the average values are $T_{\min \text{ av1}} = 82 \text{ °C}$ and $T_{\max \text{ av1}} = 101 \text{ °C}$, then in the wire drawing zone these values are $T_{\min \text{ av2}} = 96 \text{ °C}$ and $T_{\max \text{ av2}} = 154 \text{ °C}$.

It was determined that during the operation of the furnace, the average temperature on its body increased by 58 °C (from 96 °C to 154 °C). At the same time, in the wire drawing zone, the maximum temperature is 254 °C , as shown by the peak in Fig. 3,*b*, and three zones of the greatest temperature increase (to 130 , 107 , and 81 °C), which is shown by the three peaks in Fig. 3,*c*. Such an increase in temperature indicates the presence of several zones of liquid metal flowing into the furnace lining and its degradation in the future.

Conclusions.

1. The method of monitoring the lining state of induction channel furnaces for melting oxygen-free copper is well-reasoned by monitoring changes in the distribution of thermal fields in their lining. According to the proposed method, the temperature and location of the hottest areas are measured on the furnace body, according to which, using a three-dimensional mathematical model, the shape and size of the metal melt flowing into the lining is determined.

2. As a result of the planned experiment (lasting 3.5 years) and controlling the change in temperature T in 72 control zones of the furnace casing and inductor of the casting line of the copper wire UPCAST US20X-10 at PJSC Yuzhicable Works, regions of greatest temperature, temperature gradients on the body, and also their variations with time are detected.

3. It was determined that during the operation of the furnace, the average temperature on its body increased by 58 °C (from 96 °C to 154 °C). At the same time, in the wire drawing zone, the maximum temperature was 254 °C , as shown by the peak in Fig. 3b, and three zones of the greatest temperature increase (to 130 , 107 , and 81 °C), which indicates the presence of several zones leaks in lining furnace

4. The use of the proposed technique allows more accurate diagnostics of the lining state of the induction

channel furnaces, as well as determining the location and size of the liquid metal flow, creating the basis for predicting the working life of the furnace.

REFERENCES

1. Bermúdez A., Gómez D., Muñiz M.C., Salgado P., Vázquez R. Numerical simulation of a thermo-electromagneto-hydrodynamic problem in an induction heating furnace. *Applied Numerical Mathematics*, 2009, vol.59, no.9, pp. 2082-2104. doi: **10.1016/j.apnum.2008.12.005**.
2. Gleim T., Schröder B., Kuhl D. Nonlinear thermo-electromagnetic analysis of inductive heating processes. *Archive of Applied Mechanics*, 2015, vol.85, no.8, pp. 1055-1073. doi: **10.1007/s00419-014-0968-1**.
3. Lucia O., Maussion P., Dede E.J., Burdío J.M. Induction heating technology and its applications: past developments, current technology, and future challenges. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014, vol.61, no.5, pp. 2509-2520. doi: **10.1109/TIE.2013.2281162**.
4. Pepper D.W., Heinrich J.C. *The Finite Element Method: Basic Concepts and Applications with MATLAB, MAPLE, and COMSOL*. CRC Press, 2017. 610 p.
5. Stegmueller M.J.R., Schindele P., Grant R.J. Inductive heating effects on friction surfacing of stainless steel onto an aluminum substrate. *Journal of Materials Processing Technology*, 2015, vol.216, pp. 430-439. doi: **10.1016/j.jmatprotec.2014.10.013**.
6. *UPCAST, Finland*. Available at: <http://www.upcast.com> (accessed 10 May 2017).
7. Hadad Y., Kochavi E., Levy A. Inductive heating with a stepped diameter crucible. *Applied Thermal Engineering*, 2016, vol.102, pp. 149-157. doi: **10.1016/j.applthermaleng.2016.03.151**.
8. Zolotaryov V.M., Belyanin R.V., Podoltsev O.D. Analysis of electromagnetic processes in the induction channel furnace used in the cable industry. *Works of the Institute of Electrodynamics of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2016, vol.44, pp. 110-115. (Rus).
9. Shcherba A.A., Podoltsev O.D., Kucheriava I.M., Ushakov V.I. Computer modeling of electrothermal processes and thermo-mechanical stress at induction heating of moving copper ingots. *Technical Electrodynamics*, 2013, no.2, pp. 10-18. (Rus).
10. Zolotaryov V.M., Shcherba M.A., Belyanin R.V. Three-dimensional modeling of electromagnetic and thermal processes of induction melting of copper template with accounting of installation elements design. *Technical Electrodynamics*, 2017, no.3, pp. 13-21. (Rus).

Received 07.11.2017

V.M. Zolotaryov¹, Doctor of Technical Science,
M.A. Shcherba², Candidate of Technical Science,
R.V. Belyanin¹,
R.P. Mygushchenko³, Doctor of Technical Science,
O.Yu. Kropachek³, Candidate of Technical Science,
¹Private Joint-stock company Yuzhcable works,
7, Avtogenynaya Str., Kharkiv, 61099, Ukraine,
phone +380 57 7545228, e-mail: zavod@yuzhcable.com.ua
²The Institute of Electrodynamics of the NAS of Ukraine,
56, prospekt Peremogy, Kiev-57, 03680, Ukraine,
phone +380 44 3662460, e-mail: m.shcherba@gmail.com
³National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine,
phone +380 57 7076116, e-mail: mrpl@ukr.net

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

ОДНОКОНТУРНОЕ АКТИВНОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ МАГНИТНОГО ПОЛЯ, СОЗДАВАЕМОГО В ЖИЛОЙ ЗОНЕ НЕСКОЛЬКИМИ ВОЗДУШНЫМИ ЛИНИЯМИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Отримав подальший розвиток метод синтезу систем активного екранування магнітного поля, яке генерується кількома повітряними ЛЕП, на основі багатокритеріального підходу. При синтезі використовується спрощена математична модель магнітного поля, що створюється кількома ЛЕП, ідентифікація якої виконана за експериментальними значеннями індукції магнітного поля в заданих точках на основі рішення задачі оптимізації. Наведені результати синтезу одноколової системи активного екранування магнітного поля, яке генерується декількома повітряними ЛЕП. Показана можливість зменшення індукції магнітного поля за допомогою синтезованої системи до рівня санітарних норм України. Бібл. 10, рис. 7.

Ключові слова: повітряні лінії електропередачі, магнітне поле промислової частоти, система активного екранування, багатокритеріальний синтез.

Получил дальнейшее развитие метод синтеза систем активного экранирования магнитного поля, генерируемого несколькими воздушными ЛЭП, на основе многокритериального подхода. При синтезе используется упрощенная математическая модель магнитного поля, генерируемого несколькими воздушными ЛЭП, идентификация которой выполнена по экспериментальным значениям индукции магнитного поля в заданных точках на основе решения задачи оптимизации. Приведены результаты синтеза одноконтурной системы активного экранирования магнитного поля, генерируемого несколькими воздушными ЛЭП. Показана возможность уменьшения индукции магнитного поля с помощью синтезированной системы до уровня санитарных норм Украины. Библ. 10, рис. 7.

Ключевые слова: воздушные линии электропередачи, магнитное поле промышленной частоты, система активного экранирования, многокритериальный синтез.

Введение. Электросети Украины характеризуются высокой плотностью, и особенно, вблизи высоковольтных силовых подстанций. Здесь обычно проходит группа воздушных линий электропередачи (ЛЭП), в непосредственной близости от которой могут быть расположены жилые дома. В этом случае уровень индукции магнитного поля (МП), создаваемого группой ЛЭП в жилых зонах, может превышать санитарные нормы [1], что создает угрозу для здоровья населения и требует принятия соответствующих мер по нормализации МП.

Для Украины экономически наиболее приемлемым методом уменьшения МП в жилой зоне от действующих воздушных ЛЭП является метод активного контурного экранирования МП [2].

Анализ существующих систем активного экранирования. В настоящее время во многих странах разработаны и внедрены системы активного экранирования (САЭ) МП, генерируемого воздушными ЛЭП [3-7]. В таких системах с различными алгоритмами управления [8, 9] в качестве исполнительного органа САЭ используются специальные компенсационные обмотки – активные кабели, количество которых определяются спецификой решаемой задачи.

Наиболее широкое распространение получили простейшие одноконтурные САЭ с одной компенсационной обмоткой [3], однако методы синтеза таких САЭ в настоящее время разработаны только для одиночных ЛЭП [10].

В связи с этим возникает задача синтеза одноконтурных САЭ для эффективного экранирования МП, генерируемого группой воздушных ЛЭП.

Целью данной работы является синтез и исследование одноконтурных систем активного экранирования магнитного поля промышленной частоты,

создаваемого в жилой зоне несколькими воздушными ЛЭП.

Постановка задачи исследования. Рассмотрим построение САЭ для защиты от МП, создаваемого несколькими ЛЭП, схема расположения которых показана на рис. 1.

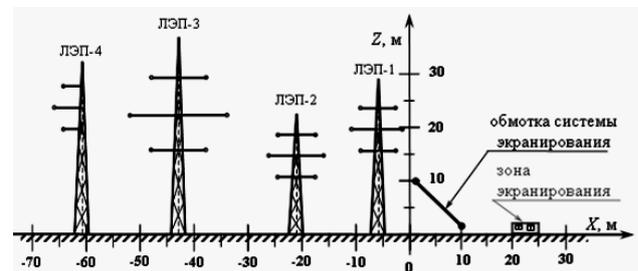


Рис. 1. Схема расположения нескольких ЛЭП и защищаемой зоны

В непосредственной близости от зоны экранирования находятся две двухцепные ЛЭП 110 кВ (ЛЭП-1 и ЛЭП-2), двухцепная ЛЭП 330 кВ (ЛЭП-3) и одноцепная ЛЭП 330 кВ (ЛЭП-4).

Метод синтеза. Синтезируем САЭ МП, генерируемого несколькими ЛЭП, на основе метода, разработанного в [10]. При этом синтез САЭ сводится к решению задачи многокритериального нелинейного программирования с ограничениями, в которой вычисления целевых функций и ограничений выполняются на основании решения уравнения Максвелла в квазистационарном приближении [1]. Эта задача решается на основе построения Парето-оптимальных решений с помощью алгоритмов стохастической мультиагентной оптимизации мультимасштабной [10].

Для синтеза САЭ, кроме геометрических размеров ЛЭП, расположения жилой зоны, где необходимо экранировать МП, необходимо определить комплексные значения токов в проводах ЛЭП. Причем, при изменении токов в различных ЛЭП изменяется не только уровень суммарного МП, генерируемого несколькими ЛЭП, но и пространственно-временные характеристики (ПВХ – space-time electromagnetic field characteristics [5]) МП за счет относительного перераспределения вертикальной и горизонтальной компонент вектора индукции МП, создаваемого различными ЛЭП.

Сложность решения задачи синтеза САЭ определяется количеством проводов ЛЭП. Естественно, что при учете всех проводов ЛЭП, создающих МП в зоне экранирования, задача синтеза САЭ усложняется.

Рассмотрим подход к синтезу САЭ, позволяющий упростить решение задачи синтеза на основе учета меньшего количества проводов по сравнению с исходной задачей. С этой целью вначале проведем экспериментальные исследования уровня МП как в зоне экранирования, так и вблизи ЛЭП. На основании полученных данных решим задачу идентификации токов в проводах ЛЭП, при которых минимизируется сумма квадратов ошибок измеренных и модельных значений индукции МП в заданных точках.

Фактически при таком подходе решается задача аппроксимации исходного МП, измеренного в результате экспериментальных исследований, с помощью нескольких ЛЭП. В зависимости от требуемой точности аппроксимации, количество учитываемых ЛЭП может быть уменьшено до двух и даже одной, что позволяет существенно упростить решение задачи синтеза САЭ.

На основании полученной упрощенной модели МП, создаваемого несколькими ЛЭП, может быть решена задача синтеза САЭ на основании метода, изложенного в [10].

Математическая модель исходного МП, генерируемого несколькими ЛЭП. Математическая модель МП, создаваемого несколькими ЛЭП, на основании квазистационарного решения уравнения Максвелла [1], может быть представлена в следующем виде

$$\vec{B}_0(P_i, t) = \sum_{k=1}^K \sum_{l=1}^{L_k} \vec{B}_{lk}(P_i, I_{lk}(t)), \quad (1)$$

где $\vec{B}_0(P_i, t)$, $\vec{B}_{lk}(P_i, I_{lk}(t))$ – мгновенные значения векторов индукции результирующего магнитного поля в точке пространства P_i и магнитного поля, создаваемого в той же точке пространства k токопроводом lk ЛЭП, K – количество ЛЭП; L_k – количество проводов в k ЛЭП; $I_{lk}(t)$ – мгновенное значение тока в k -том проводе lk -той ЛЭП.

На рис. 2 показаны линии одинакового уровня индукции магнитного поля, рассчитанной для номинальных токов ЛЭП.

Экспериментальные исследования МП, создаваемого этими несколькими ЛЭП в жилой зоне, в которой необходимо снизить уровень магнитного поля до санитарных норм, показали, что значения

индукции МП, рассчитанные при номинальных значениях токов ЛЭП и измеренных значений сильно отличаются.

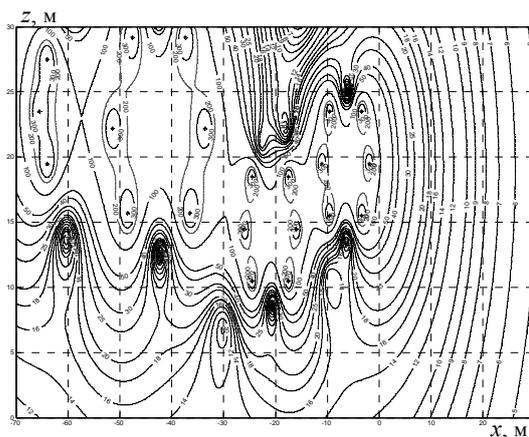


Рис. 2. Распределение индукции исходного магнитного поля, создаваемого несколькими ЛЭП при номинальных токах

Было проведено моделирование МП, создаваемого отдельными ЛЭП в зоне экранирования. На рис. 3 показаны результаты расчетов распределения индукции магнитного поля в зоне экранирования при работе: а) одной ЛЭП-4; б) при работе двух ЛЭП-3 и ЛЭП-4; в) при работе трех ЛЭП-2, ЛЭП-3 и ЛЭП-4 и г) при работе четырех ЛЭП-1, ЛЭП-2, ЛЭП-3 и ЛЭП-4. При этом токи в проводах всех ЛЭП принимались одинаковыми и равными 500 А.

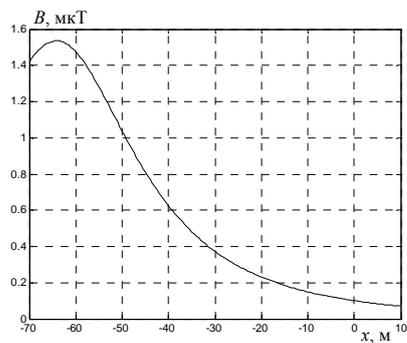
На основании анализа зависимостей, показанных на рис. 3 видно, что по мере удаления ЛЭП от зоны экранирования, уровень индукции магнитного поля, создаваемого этой ЛЭП в зоне экранирования, уменьшается. Однако, в рассматриваемой системе номинальные токи в проводах ЛЭП-3 и ЛЭП-4 составляют 2000 А, а номинальные токи в проводах ЛЭП-1 и ЛЭП-2 составляют 1000 А. Поэтому, несмотря на то, что ЛЭП-3 и ЛЭП-4 удалены от зоны экранирования на большее расстояние чем ЛЭП-1 и ЛЭП-2, влияние ЛЭП-4 и, особенно, ЛЭП-3 на уровень индукции МП в зоне экранирования может быть существенным.

Рассмотрим теперь построение упрощенной математической модели исходного МП, генерируемого несколькими ЛЭП, и ее идентификацию по экспериментальным данным. Для определения необходимого количества учитываемых проводов ЛЭП и значений токов в этих проводах построим упрощенную модель МП на основании моделирования распределения МП в зоне экранирования с учетом различного количества проводов и результатов экспериментальных исследований

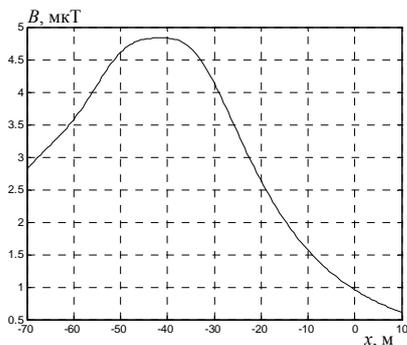
Зададим ток в $I_{lk}(t)$ в k -том проводе lk -той ЛЭП в следующем виде

$$I_{lk}(t) = A_{lk} \sin(\omega t + \varphi_{lk}). \quad (2)$$

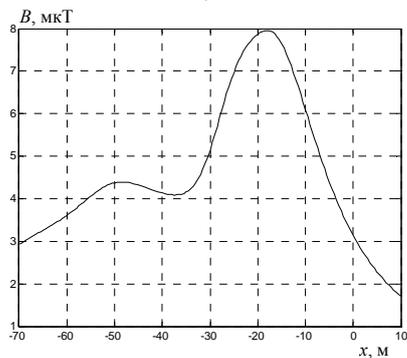
Для определения амплитуд A_{lk} токов $I_{lk}(t)$ введем вектор искомых параметров $\vec{Z} = \{A_{lk}\}$, компонентами которого являются амплитуды A_{lk} токов $I_{lk}(t)$ в k -том проводе lk -той ЛЭП.



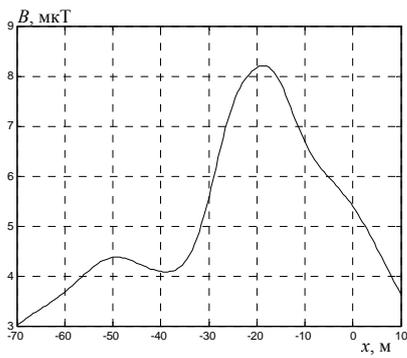
а



б



в



г

Рис. 3. Распределение индукции магнитного поля в зоне экранирования при работе: а) одной ЛЭП-4; б) двух ЛЭП-3 и ЛЭП-4; в) трех ЛЭП-2, ЛЭП-3 и ЛЭП-4; г) четырех ЛЭП-1, ЛЭП-2, ЛЭП-3 и ЛЭП-4

Тогда идентификация математической модели (1) может быть сведена к минимизации квадратичного критерия

$$\vec{Z}^* = \arg \min \sum_{i=1}^l \left| \vec{B}_0(P_i) - \vec{B}_e(P_i) \right|^2, \quad (3)$$

где $\vec{B}_e(P_i)$ – измеренный вектор индукции МП в точке P_i .

Для рассматриваемой задачи построена такая аппроксимированная математическая модель исходного МП, в которой учитывается влияние на МП только двух ЛЭП 110 кВ. На рис. 4 показано распределение индукции МП индукции этой аппроксимированной модели.

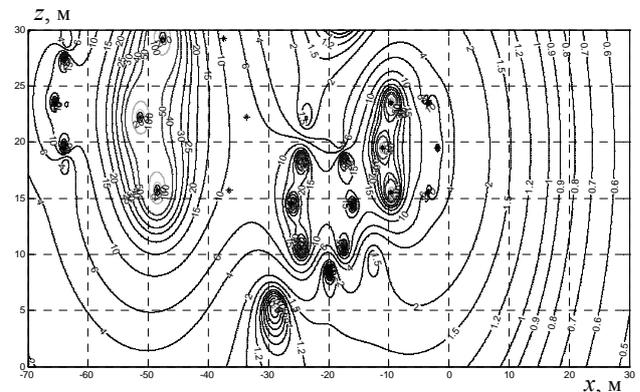


Рис. 4. Распределение индукции аппроксимированной модели магнитного поля, создаваемого несколькими ЛЭП

На рис. 5 показаны зависимости индукции МП 1 – аппроксимированной модели и 2 – измеренных значений. Сравнение результатов моделирования и экспериментальных исследований распределения МП в зоне экранирования показало, что при учете только первых двух ЛЭП-1 и ЛЭП-2 напряжением 110 кВ, ошибка между такой аппроксимированной моделью и экспериментальными значениями уровня МП не превосходит 4 %.

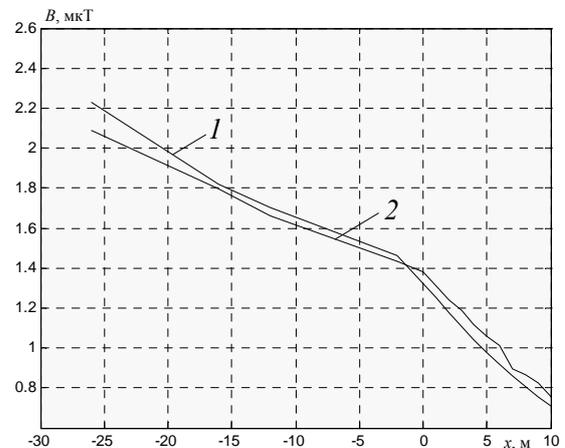
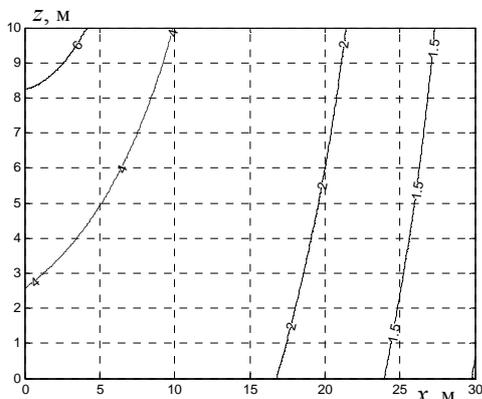


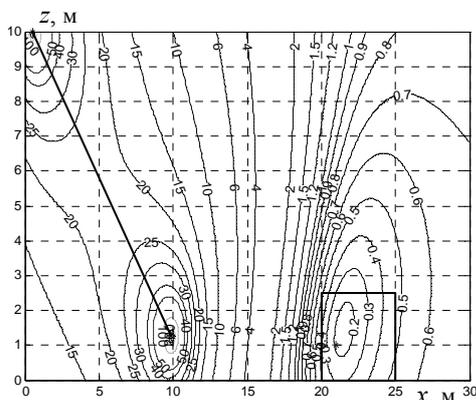
Рис. 5. Зависимости индукции МП: 1 – расчетной и 2 – измеренных значений

Результаты синтеза САЭ. Рассмотрим синтез САЭ МП, создаваемого несколькими ЛЭП, схема расположения которых показана на рис. 1. На этом рисунке также показана жилая зона, в которой необходимо экранирование МП, и расположение компенсационной обмотки. На основании экспериментальных исследований было установлено, что в зоне экранирования МП, генерируемое этими ЛЭП, имеет незначительную поляризацию, что позволяет построить одноконтурную САЭ с одной компенсационной обмоткой. Заметим, что такие системы получили наибольшее распространение в мировой практике [3-7].

На рис. 6 показаны линии равного уровня модуля индукции: а) исходного МП, создаваемого несколькими ЛЭП и б) с включенной системой активного экранирования. Исходная индукция МП в рассматриваемом жилом пространстве составляет 1,8 мкТл, что в 3,6 раза превышает санитарные нормы 0,5 мкТл [1]. При включенной системе активного экранирования уровень индукции МП не превосходит 0,4 мкТл.



а



б

Рис. 6. Распределение индукции: а) исходного МП, создаваемого несколькими ЛЭП и б) МП с включенной САЭ

На рис. 7 показаны ПВХ МП, создаваемого: 1 – несколькими ЛЭП; 2 – компенсирующей обмоткой и 3 – суммарного МП с включенной системой. Как видно из этого рисунка, в рассматриваемом пространстве исходное МП, создаваемое несколькими ЛЭП, имеет незначительную поляризацию, так что его ПВХ представляет сильно вытянутый эллипс, а коэффициент эллипсности (отношение меньшей полуоси эллипса к большей полуоси) равен около 0,4, что подтверждается экспериментальными исследованиями. Естественно, что такое МП можно достаточно эффективно компенсировать с помощью одноконтурной САЭ. С помощью одной обмотки компенсируется большая полуось эллипса ПВХ исходного МП, так что ПВХ результирующего МП, оставшегося после работы САЭ, представляет собой эллипс с коэффициентом эллипсности равным 0,8.

В заключение отметим, что расчетная эффективность экранирования синтезированной САЭ в жилой зоне экспериментально подтверждена в полевых условиях на ее полномасштабном макете и составляет более четырех.

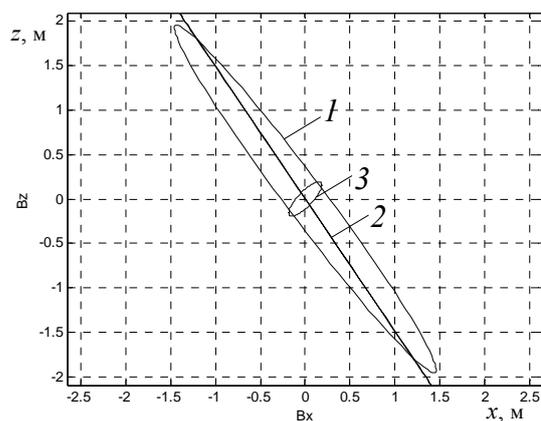


Рис. 7. Пространственно-временные характеристики вектора индукции МП, создаваемого: 1 – ЛЭП; 2 – компенсирующей обмоткой и 3 – суммарного МП с включенной САЭ

Выводы.

1. Получили дальнейшее развитие методы синтеза систем активного экранирования МП, генерируемого несколькими ЛЭП на основе многокритериального подхода, а также методы построения математической модели МП, генерируемого несколькими ЛЭП, по экспериментальным значениям индукции МП в заданных точках пространства, на основе решения задачи оптимизации.

2. На основе предложенных методов впервые синтезирована одноконтурная система активного экранирования МП, создаваемого несколькими воздушными ЛЭП в жилой зоне.

3. Показана возможность существенного (в 4 и более раз) уменьшения индукции МП с помощью синтезированной одноконтурной системы экранирования и достижения уровня санитарных норм по МП в жилой зоне, расположенной вблизи группы ЛЭП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Розов В.Ю., Гринченко В.С., Пелевин Д.Е., Чунихин К.В. Моделирование электромагнитного поля в помещениях жилых домов, расположенных вблизи линий электропередачи // *Технічна електродинаміка*. – 2016. – №3. – С. 6-8.
2. Волошко О.В. Синтез систем активного экранирования магнитного поля повітряних ліній електропередачі / *Вісник Національної академії наук України*. – 2017. – №7. – С. 64-73. doi: 10.15407/vsn2017.07.064.
3. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). <http://www.emfservices.com/afcs.html>.
4. 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). – 2005. – pp. 84-99.
5. 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.
6. 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.
7. 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.

8. Розов В.Ю., Ассуиров Д.А., Реуцкий С.Ю. Замкнутые системы компенсации магнитного поля технических объектов с различными способами формирования обратных связей // *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*. – 2008. – Ч.4. – С. 97-100.
9. Розов В.Ю., Ассуиров Д.А. Метод активного экранирования внешнего магнитного поля технических объектов // *Технічна електродинаміка. Тематичний випуск «Проблеми сучасної електротехніки»*. – 2006. – Ч.3. – С. 13-16.
10. Кузнецов Б.И., Туренко А.Н., Никитина Т.Б., Волошко А.В., Коломиец В.В. Метод синтеза замкнутых систем активного экранирования магнитного поля воздушных линий электропередачи // *Технічна електродинаміка*. – 2016. – №4. – С. 8-10.

REFERENCES

1. Rozov V.Yu., Grinchenko V.S., Pelevin D.Ye., Chukhikhin K.V. Simulation of electromagnetic field in residential buildings located near overhead lines. *Technical electrodynamic*, 2016, no.3, pp. 6-8. (Rus).
2. Voloshko O.V. Synthesis of active shielding systems of power transmission lines magnetic field. *Visnyk of the National Academy of Sciences of Ukraine*, 2017, no.7, pp. 64-73. (Ukr). doi: 10.15407/visn2017.07.064.
3. Active Magnetic Shielding (Field Cancellation). Available at: <http://www.emfservices.com/afcs.html> (accessed 10 September 2012).
4. 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, Spain), 2005, pp. 84-99.
5. 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.
6. 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.
7. 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.
8. Rozov V.Yu., Assyirov D.A., Reytskiy S.Yu. Technical objects magnetic-field closed loop compensation systems with different feed-backs forming. *Technical electrodynamic. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2008, chapter 4, pp. 97-100. (Rus).
9. Rozov V.Y., Assyirov D.A. Method of external magnetic field active shielding of technical objects. *Technical electrodynamic. Thematic issue «Problems of modern electrical engineering»*, 2006, chapter 3, pp. 13-16. (Rus).
10. Kuznetsov B.I., Turenko A.N., Nikitina T.B., Voloshko A.V., Kolomiets V.V. Method of synthesis of closed-loop systems of active shielding magnetic field of power transmission lines. *Technical electrodynamic*, 2016, no.4, pp. 8-10. (Rus).

Поступила (received) 15.12.2017

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: kuznetsov.boris.i@gmail.com

² Харьковский национальный автомобильно-дорожный университет, 61002, Харьков, ул. Ярослава Мудрого, 25, e-mail: tatjana5555@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 Kharkiv National Automobile and Highway University, 25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkov, 61002, Ukraine.

Single-circuit active screening of magnetic field generated by several overhead transmission lines in residential area.

Purpose. The synthesis of active screening system of magnetic field, generated by several high voltage overhead transmission lines, with the help of single compensation cables is presented. **Methodology.** The initial parameters for the synthesis of active screening system parameters are the location of the high voltage overhead transmission 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 of magnetic flux density, which should be achieved as a result of screening. The objective of the synthesis of the active screening 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 screening system is reduced to the problem of multi objective nonlinear programming with constraints in which calculation of the objective functions and constraints are carried out on the basis of the Maxwell equations solutions in the quasi-stationary approximation. The problem is solved by a stochastic multi swarm multi agent particles optimization, which can significantly reduce the time to solve it. **Results.** Active screening system synthesis results for reduction of a magnetic field generated by several high voltage overhead transmission lines are presented. The possibility of a significant reduction in the level of source magnetic flux density within a given. **Originality.** For the first time the synthesis of the active screening systems of magnetic field generated by the several high voltage overhead transmission lines within a given region of space is carried out. **Practical value.** Practical recommendations on reasonable choice of the number and spatial arrangement of compensating cables of active screening systems of the magnetic field generated by the several high voltage overhead transmission lines is given. References 10, figures 7.

Key words: high voltage overhead transmission lines, power frequency technogenic magnetic field, active screening system, multiobjective synthesis.

М.И. Баранов

НОВАЯ ГИПОТЕЗА И ЭЛЕКТРОФИЗИЧЕСКАЯ ПРИРОДА ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ МЕХАНИЗМОВ ВОЗНИКНОВЕНИЯ, НАКОПЛЕНИЯ И РАЗДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЗАРЯДОВ В АТМОСФЕРНЫХ ОБЛАКАХ ЗЕМЛИ

Висунуто нове наукове припущення, пов'язане з можливістю існування додаткових механізмів виникнення, накопичення і розділення електричних зарядів в шарувато-дощових, купчасто-дощових і грозових атмосферних хмарах, що формуються в тропосфері планети Земля. У основу нової гіпотези покладені електрофізичні процеси в повітряній атмосфері, що базуються на присутності в ній дрібних твердих діелектричних часток сферичної форми, які електризуються в теплих висхідних повітряних потоках та мають об'ємну щільність по порядку величини рівну об'ємній щільності в атмосфері дрібних водяних крапель. Шляхом розрахункових оцінок обґрунтовано показано, що пропонувані додаткові механізми формування і розвитку атмосферних хмар здатні забезпечувати досягнення в них експериментально підтверджених рівнів об'ємної щільності хмарних зарядів, сумарного електричного заряду, що запасається, і напруженості електричного поля. Отримані результати сприятимуть подальшому розвитку природи атмосферної електрики, фізики лінійної блискавки і вирішенню глобальної проблеми блискавокозахисту земної техносфери. Бібл. 13, рис. 2.

Ключові слова: атмосферна електрика, нові механізми виникнення, накопичення і розділення електричних зарядів в атмосферних хмарах, гіпотеза, розрахунок, експериментальні дані.

Выдвинуто новое научное предположение, связанное с возможностью существования дополнительных механизмов возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в слоисто-дождевых, кучево-дождевых и грозовых атмосферных облаках, формируемых в тропосфере планеты Земля. В основу новой гипотезы положены электрофизические процессы в воздушной атмосфере, базирующиеся на присутствии в ней электризуемых в теплых восходящих воздушных потоках мелких твердых диэлектрических частиц сферической формы, имеющих объемную плотность по порядку величины равную объемной плотности в атмосфере мелких водяных капель. Путем расчетных оценок обосновано показано, что предлагаемые дополнительные механизмы формирования и развития атмосферных облаков способны обеспечивать достижение в них экспериментально подтвержденных уровней объемной плотности облачных зарядов, суммарного запасаемого электрического заряда и напряженности электрического поля. Полученные результаты будут способствовать дальнейшему развитию природы атмосферного электричества, физики линейной молнии и решению глобальной проблемы молниезащиты земной техносферы. Библ. 13, рис. 2.

Ключевые слова: атмосферное электричество, новые механизмы возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных облаках, гипотеза, расчет, экспериментальные данные.

Введение. Несмотря на достигнутые к настоящему времени большие успехи в разгадке тайн происхождения атмосферного электричества, восходящие своими «корнями» к основополагающим научным идеям и пионерским работам XVIII столетия выдающихся физиков мира – россиянина М.В. Ломоносова [1] и американца Б. Франклина [2] в данной области человеческих знаний, по мнению авторитетных электрофизиков современности нельзя считать электрофизические процессы, связанные с образованием и развитием грозовых облаков в атмосфере Земли, достоверно описанными и окончательно изученными [3]. Следует отметить, что под атмосферным облаком понимается скопление мелких водяных капель (пересыщенного водяного пара), мелких кристаллов льда и мелких твердых частиц, поднятых вверх с поверхности земли и с зон дымовых выбросов работающих промышленных предприятий (например, мощных тепловых электрических станций) в тропосферу (нижнюю часть земной атмосферы высотой до 11 км в умеренных широтах, в которой содержится 4/5 всей массы атмосферы, почти весь водяной пар и развиваются облака [4]) теплыми восходящими потоками воздуха [3]. Что касается понятия атмосферного грозового облака, то оно становится таковым из кучево-

дождевого облака при выполнении ряда критических условий, сформулированных в [3]. Известно, что указанные выше процессы включают в себя [3]: различные механизмы электризации жидких и твердых частиц облаков; процессы возникновения, существования, накопления и разделения электрических зарядов в крупномасштабной области облаков с неоднородными локальными температурными и скоростными режимами; процессы формирования электрических полей в мелкодисперсной среде облаков; электроразрядные явления в грозовых облаках и окружающей их воздушной атмосфере, существенно влияющих на функционирование электроники технических средств, среду обитания человека и его жизнедеятельность. Без изучения этих непростых с научной точки зрения процессов, характерных для всех территорий нашей планеты, невозможно дальнейшее развитие физики молнии, молниезащиты и понимание роли заряженных облаков в глобальной электрической цепи Земли.

Необходимо заметить, что с момента установления электрической природы линейной молнии (длинного искрового разряда в воздушной атмосфере [5-8]) в мире было предложено около 80 теорий [3], описывающих в том или ином приближении это глобальное

© М.И. Баранов

природное явление. Тем не менее, на сегодня нет ни одной теории этого сложного электрофизического явления, достоверно объясняющей многие известные наблюдающим его специалистам экспериментальные данные. Поэтому дальнейшее развитие и усовершенствование не только этих теорий, но и отдельных моментов, а также механизмов в описании протекания указанных процессов в атмосферном грозном облаке являются в мире актуальными научными задачами.

Согласно [3, 7, 8] основное внимание специалистов-электрофизиков при рассмотрении на начальной стадии формирования зарядов в облаках было обращено на электризацию в теплых восходящих воздушных потоках атмосферы мелких водяных капель. По неизвестным автору причинам о мелких твердых частицах, перемещающихся в упомянутых воздушных потоках, просто забыли. А ведь они также, как и водяные капли, способны к электризации в восходящих воздушных потоках и к дальнейшему участию в процессах накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных грозных облаках. О природных процессах активной электризации мелких твердых частиц в теплых воздушных потоках наглядно свидетельствуют часто наблюдаемые людьми грозы, происходящие при песчаных бурях в пустынях мира и мощных извержениях вулканов на Земле (рис. 1) [9]. На мой взгляд, только комплексный и многосторонний подход к проблеме происхождения атмосферного электричества способен содействовать ее решению.

Целью статьи является разработка новой гипотезы о возможных дополнительных механизмах возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных облаках, содержащих мелкодисперсные капли воды, мелкие твердые диэлектрические частицы и кристаллы льда. Подчеркнем то, что используемый термин «*гипотеза*» происходит от греческого слова «*hypothesis*» – «*предположение*» [4] и в рассматриваемом случае означающий научное предположение, выдвигаемое для объяснения указанных электрофизических процессов в атмосферном облаке.



Рис. 1. Общий вид грозных электрических разрядов, происходящих в зоне вулканического горячего дымового извержения, содержащего в пепле мелкие твердые частицы [9]

1. Постановка задачи. Рассмотрим крупномасштабную область воздушной атмосферы (тропосферы) Земли в теплый весенне-летний период года, в которой возможно образование слоисто-дождевых, кучево-дождевых и грозных облаков. Для этого считаем, что в данной области присутствуют: во-первых, водяной пар и мелкие капли воды; во-вторых, мелкие твердые диэлектрические частицы (например, из диоксидов кремния – кварца); в-третьих, восходящие теплые и нисходящие холодные воздушные потоки; в-четвертых, мелкие кристаллы льда в виде снежинок и гранул. Возможные механизмы электризации в рассматриваемой области земной атмосферы мелких капель воды достаточно подробно рассмотрены в [3, 7]. В данной работе основной акцент будет сделан на возможную роль указанных твердых частиц на процессы образования, накопления и разделения электрических зарядов обеих полярностей первоначально в кучево-дождевом облаке, а затем и в грозном облаке. С этой целью принимаем, что движущиеся в теплом восходящем воздушном потоке мелкие твердые частицы имеют форму шара радиусом r_0 . Допускаем, что усредненная концентрация (плотность) этих твердых частиц в атмосферном воздухе составляет N_0 . Расчетные оценки процессов электризации рассматриваемых твердых диэлектрических частиц и накопления с их помощью объемного электрического заряда в атмосферном кучево-дождевом (грозном) облаке выполним для случая нормальных атмосферных условий (давление воздуха составляет $1,013 \cdot 10^5$ Па, а его абсолютная температура T_0 равна 273,15 К [10]). Эти условия близки к нижней границе уровня изотермы, в зоне которой начинают создаваться облачные заряды [3]. Требуется в принятом приближении рассмотреть обусловленные наличием движущихся в теплом восходящем воздушном потоке указанных твердых диэлектрических частиц возможные дополнительные механизмы возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в исследуемом вначале кучево-дождевом и далее в грозном облаке.

2. Расчетная оценка процесса электризации твердых частиц в восходящем теплом воздушном потоке. Результаты исследований, представленные в [3, 7], свидетельствуют о том, что процессам электризации в воздушной атмосфере нашей планеты свойствен биполярный характер. Кроме того, согласно данным из [3] ионный механизм электризации облачных частиц характерен для начальной стадии развития облаков в земной атмосфере. Контактный механизм электризации частиц является основным механизмом, приводящим к появлению в атмосферных облаках униполярно заряженных областей. Механизм электризации частиц во внешнем электрическом поле может существенно проявляться в атмосферных кучево-дождевых и грозных облаках. Исходя из результатов воздействия указанных механизмов электризации облачных частиц, подробно описанных в [3, 7], на перемещающиеся в восходящем теплом воздушном потоке исследуемые мелкодисперсные диэлектрические

включения сферической формы, ограничимся далее рассмотрением случая, когда принятая твердая частица радиусом r_0 получила свободный электрический заряд q_0 отрицательной полярности, равномерно распределенный по ее наружной сферической поверхности. Полагаем, что исследуемая отрицательно заряженная частица радиусом r_0 при своем движении в восходящем теплом воздушном потоке из-за действия собственного радиального электрического поля способна подтянуть к своей наружной сферической поверхности радиально ориентированные по этому полю диполи поляризованных молекул воды (рис. 2). В итоге твердая сферическая частица с зарядом q_0 будет снаружи окружена скоплением (микрооблачком) водяного пара и соответственно покрыта тонкой водяной пленкой. Такое состояние исследуемой заряженной твердой частицы радиусом r_0 не будет противоречить ни одному из известных физических положений.

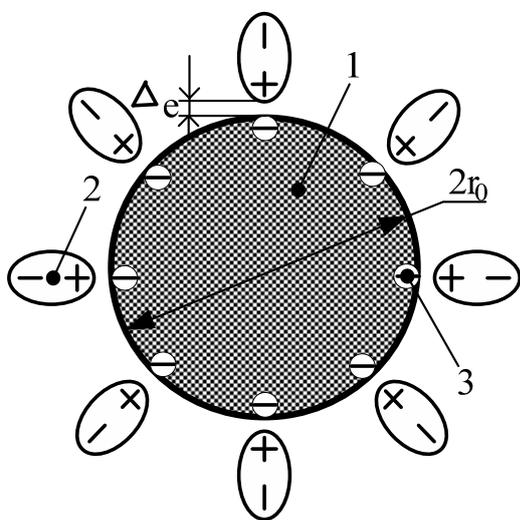


Рис. 2. Упрощенный вид отрицательно заряженной твердой сферической частицы, окруженной снаружи электронейтральными поляризованными молекулами воды (1 – твердая частица; 2 – молекулярный диполь воды; 3 – электрон)

Причем, как и в заряженной водяной сферической капле [3] наружная часть системы «частица-водяная пленка» будет иметь также отрицательный электрический заряд, но только не свободный, а связанный (см. рис. 2). На молекулярном уровне электрические заряды каждого диполя воды этой системы являются связанными и удерживаемыми внутримолекулярными кулоновскими силами [10]. Поэтому ни какой нейтрализации свободного заряда q_0 твердой диэлектрической частицы радиусом r_0 из-за присутствия вблизи нее электронейтральных молекул паров воды не произойдет. В соответствии с фундаментальными положениями электрофизики на внутренней границе системы «частица-водяная пленка» будет образовываться двойной электрический слой (ДЭС) толщиной Δ_e (см. рис. 2) между электронами твердой частицы радиусом r_0 и первым слоем молекулярных диполей воды. Связанный положительный заряд q_+ каждого такого молекулярного диполя воды в зоне ДЭС будет равен $10e_0$, где $e_0=1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – модуль

электрического заряда электрона [10]. Известно, что толщина Δ_e ДЭС в образовавшейся системе «частица-водяная пленка» будет определяться в виде [10]:

$$\Delta_e = \left[\varepsilon_0 k T_0 / (n_0 q_+^2) \right]^{1/2} = \left[10^{-2} \varepsilon_0 k T_0 / (n_0 e_0^2) \right]^{1/2}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_0 = 8,854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м – электрическая постоянная; $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана; n_0 – концентрация (плотность) молекулярных диполей воды.

В случае, когда взвешенные в атмосферной пустоте (вакууме) молекулярные диполи воды удовлетворяют состоянию идеального газа их плотность n_0 при используемых нормальных атмосферных условиях в первом приближении можно принять равной числу Лошмидта, численно равному $N_L=2,68 \cdot 10^{25}$ м⁻³ [10]. Тогда из (1) при $T_0=273,15$ К, $n_0 \approx 2,68 \cdot 10^{25}$ м⁻³ и указанных выше мировых константах (ε_0 , k и e_0) следует, что $\Delta_e \approx 0,22 \cdot 10^{-10}$ м. Видно, что даже выполненная грубая расчетная численная оценка толщины Δ_e ДЭС в рассматриваемой системе «частица-водяная пленка» не выходит за пределы разумных значений, соизмеримых с радиусом атома твердой диэлектрической частицы [10]. Кроме того, заметим, что радиус (длина) экранирования Дебая Δ_D как для низкотемпературной плазмы, содержащей электроны, ионы и нейтральные атомы (молекулы), так и твердотельной «металлической плазмы» (электронейтрального вещества, состоящего из отрицательно заряженного «электронного газа» и ионизированных положительно заряженных атомов металла) по порядку величины соответствует найденному значению Δ_e [10, 11]. Для большей убедительности в правоте расчетной оценки Δ_e по (1) укажем, что радиус Δ_D Дебая характеризует расстояние (линейный размер), на котором кулоновское поле любого заряда плазмы экранируется зарядом противоположного знака. Именно подобная ситуация и наблюдается в указанном ДЭС исследуемой системы «частица-водяная пленка» (см. рис. 2).

Вот теперь, используя образовавшуюся в восходящем теплом воздушном потоке электростатическую систему «частица-водяная пленка» с ее ДЭС, можно возвратиться к расчетной оценке отрицательного электрического заряда q_0 , возникающего на наружной сферической поверхности движущейся твердой диэлектрической частицы радиусом r_0 за счет ее электризации в воздушной атмосфере. Применив положения известной теории ДЭС [3, 10], для величины электрического заряда q_0 твердой частицы, входящей в состав системы «частица-водяная пленка», находим:

$$q_0 = 4\pi\varepsilon_0 r_0 \varphi_0, \quad (2)$$

где φ_0 – электрокинетический потенциал Гельмгольца (в случае использования в рассматриваемой электростатической системе чистой воды $\varphi_0 = 0,25$ В [3]).

Из (2) видно, что для расчетной оценки величины заряда q_0 на наружной поверхности электризуемой в восходящем теплом воздушном потоке земной атмосферы твердой диэлектрической частицы необходимо задаваться численным значением ее радиуса r_0 . Согласно [3] в слоисто-дождевых и кучево-дождевых облаках могут присутствовать твердые частицы ра-

диусом r_0 , составляющим (5–10) мкм. При $r_0 \approx 10 \cdot 10^{-6}$ м и $\varphi_0 = 0,25$ В из (2) получаем, что заряд электризации твердой диэлектрической частицы в восходящем теплом воздушном атмосферном потоке по модулю будет численно составлять примерно $q_0 \approx 2,78 \cdot 10^{-16}$ Кл. Такая величина отрицательного электрического заряда q_0 твердых диэлектрических частиц радиусом $r_0 \approx 10$ мкм хорошо согласуется с данными, приведенными в [3] и характерными для контактного механизма заряда капель чистой воды в восходящем теплом воздушном потоке земной атмосферы. Приняв, что в первом приближении объемная плотность N_0 твердых диэлектрических частиц в атмосферном облаке по порядку величины равна концентрации в нем водяных капель и численно составляет около 10^8 м⁻³ [3], для объемной плотности σ_V электрического заряда в грозном облаке, обусловленной присутствием в нем электризованных твердых диэлектрических частиц радиусом r_0 , воспользуемся следующим расчетным соотношением:

$$\sigma_V = q_0 N_0. \quad (3)$$

Из (3) при $q_0 \approx 2,78 \cdot 10^{-16}$ Кл и $N_0 \approx 10^8$ м⁻³ следует, что в рассматриваемом случае $\sigma_V \approx 2,78 \cdot 10^{-8}$ Кл/м³. Это полученное с учетом (2) и (3) численное значение σ_V соответствует экспериментальным данным для среднего значения плотности объемного заряда в грозном облаке [3, 7]. Например, при средних габаритных размерах грозного облака 1 км × 1 км × 4 км (размеры по горизонтали и размер по высоте) и его соответствующем объеме $V_0 \approx 4 \cdot 10^9$ м³ указанное значение $\sigma_V \approx 2,78 \cdot 10^{-8}$ Кл/м³ вызывает появление в данном облаке суммарного электрического заряда $q_\Sigma \approx \sigma_V V_0$, по модулю равного примерно 111 Кл. Данный показатель заряда q_Σ хорошо коррелирует с известными вероятностными экспериментальными данными, характеризующими электрическую мощь такого облака [3, 5–7].

Исходя из (2), для поверхностной плотности σ_S заряда на твердой диэлектрической частице радиусом r_0 , электризуемой в воздушной атмосфере, имеем:

$$\sigma_S = q_0 / (4\pi r_0^2) = \varepsilon_0 r_0^{-1} \varphi_0. \quad (4)$$

При $r_0 \approx 10 \cdot 10^{-6}$ м и $\varphi_0 = 0,25$ В из (4) находим, что величина σ_S для исследуемой твердой диэлектрической частицы сферической формы принимает численное значение, равное примерно $2,21 \cdot 10^{-7}$ Кл/м². Заметим, что данное расчетное значение σ_S практически на два порядка превышает усредненную поверхностную плотность отрицательного заряда планеты Земля, составляющую около 10^{-9} Кл/м² [3]. Учитывая (4) и [10], для напряженности E_0 электростатического поля вблизи наэлектризованной в теплом восходящем воздушном потоке атмосферы Земли поверхности твердой диэлектрической частицы радиусом r_0 находим:

$$E_0 = \sigma_S / \varepsilon_0 = \varphi_0 / r_0. \quad (5)$$

Из (5) при $\varphi_0 = 0,25$ В для твердой диэлектрической частицы радиусом $r_0 \approx 10 \cdot 10^{-6}$ м, прошедшей процесс атмосферной электризации, получаем, что вблизи ее отрицательно заряженной сферической поверхности напряженность E_0 электростатического поля

может численно составлять значение, равное примерно 25 кВ/м. Вполне вероятно, что такое электрическое поле способно подтянуть к поверхности исследуемой частицы диполи поляризованных молекул воды. Что касается значений средней напряженности электрического поля в слоисто-дождевых и кучево-дождевых облаках, то согласно прямым опытным измерениям с помощью летающей непосредственно в облаках электрофизической лаборатории она может в предгрозной период (до перехода указанных облаков в грозные) численно достигать уровня (20–30) кВ/м [3, 7]. Эти данные могут указывать на правомерность расчетной оценки по (5) величины E_0 вблизи частицы до образования ею системы «частица-водяная пленка».

Вероятные численные значения напряженности E_e электростатического поля в зоне ДЭС системы «частица-водяная пленка» могут быть приближенно определены из следующего расчетного выражения:

$$E_e = \varphi_0 / \Delta_e. \quad (6)$$

Тогда из (6) при $\varphi_0 = 0,25$ В и $\Delta_e \approx 0,22 \cdot 10^{-10}$ м, вытекающей из приближенного расчета по (1) при принятых исходных данных ($T_0 = 273,15$ К; $n_0 \approx 2,68 \cdot 10^{25}$ м⁻³ [10]), следует, что в зоне рассматриваемого ДЭС напряженность E_e электростатического поля будет достигать огромного численного значения, составляющего около $1,13 \cdot 10^{10}$ В/м. Такой уровень E_e указывает на то, что в зоне ДЭС исследуемой системы «частица-водяная пленка» возникает сверхсильное электрическое поле, определяющее накапливаемую атмосферным грозным облаком электрическую энергию W_e .

3. Феноменологическое описание процессов накопления и разделения электрических зарядов в атмосферном облаке с твердыми частицами. Поднятые в земную тропосферу восходящим теплым воздушным потоком заряженные твердые диэлектрические частицы радиусом r_0 , экранированные снаружи защитной тонкой водяной пленкой и одновременно образующие вместе с ней ДЭС с его сверхсильным электростатическим полем, будут способствовать объемному накоплению в рассматриваемых слоисто-дождевых и кучево-дождевых облаках электрических зарядов с их объемной плотностью σ_V . По-моему мнению, при отсутствии у одноименно заряженных твердых частицах окружающего их защитного электронейтрального микрооблачка из молекулярных диполей воды возможны физические затруднения в их направленном концентрированном сборе в тропосфере. Одними из их проявлений могут быть преждевременные внутриоблачные электрические разряды (как в вулканических дымовых извержениях), приводящие к частичной нейтрализации зарядов электризации мелких твердых частиц. Этому обстоятельству будет способствовать и то, что с учетом отмеченного ранее биполярного характера электризации твердых диэлектрических частиц в воздушной атмосфере [3] в указанных облаках будут вероятно присутствовать крупномасштабные области с избыточными отрицательными (с избытком электронов) и положительными (с недостатком электронов) электрическими зарядами.

С одной стороны, из теории и практики атмосферного электричества известно, что верхняя часть указанных облаков находится в зоне действия низких изотерм (до минус 40 °С) [3, 7]. Естественно, что в этой части рассматриваемых облаков будут происходить процессы кристаллизации воды (в том числе и тонкой водяной пленки, покрывающей заряженную твердую диэлектрическую частицу). А раз так, то данная замерзающая водяная пленка из-за своего объемного расширения в процессе кристаллизации будет разрушаться (почти взрываться, как и замерзающая капля воды [3]) и покидать наружную поверхность твердой диэлектрической частицы, имевшей до этого избыточный отрицательный электрический заряд q_0 . С другой стороны, из теории и практики атмосферного электричества известно и то, что образующиеся из электронейтральной чистой воды с ее молекулярными поляризованными диполями (в том числе и тонкой водяной пленки, покрывающей исследуемую заряженную твердую диэлектрическую частицу) кристаллы льда имеют отрицательный электрический потенциал и соответственно избыточный отрицательный заряд (избыток электронов) по отношению к воде (эффект Воркмана-Рейнольдса) [3, 10]. На появление этого электрического потенциала при преобразовании в замерзающей воде жидкой и твердую фазу вещества верхними слоями тропосферы выполняется определенная работа. Исходя из фундаментального закона природы о сохранении электрического заряда [10], можно обоснованно предположить, что при описываемом процессе разделения электрических зарядов в верхней переохлажденной части атмосферного облака на примере одной электростатической системы «частица-водяная пленка» освобождающаяся от водяной пленки сферическая поверхность твердой диэлектрической частицы останется отрицательно заряженной с зарядом q_0 . Все это вместе (исчезновение с заряженной твердой частицы экранирующей водяной пленки и пребывание на ней (этой частице) отрицательного заряда q_0 , а также наличие из-за кристаллизации паров воды в переохлажденной части облака отрицательно заряженных снежинок и гранул) будет способствовать усилению напряженности электрического поля в рассматриваемой части атмосферного облака.

Из прикладной электрофизики, связанной с изучением атмосферного электричества, известно, что на стадии перехода кучево-дождевого облака в грозное облако в его средней и нижней частях должны активно происходить процессы, сопровождающиеся движением теплых восходящих и холодных нисходящих воздушных масс, а также наличием выпадения дождевых осадков [3]. Именно при этих условиях наблюдается существенное усиление напряженности электрического поля внутри грозного облака, достигающей уровня около 0,4 МВ/м и более [3], при котором возможно развитие электроразрядных процессов как внутри облака, так и вне его, в том числе и в сторону земной поверхности. Рассматриваемая в рамках предлагаемой гипотезы о природе дополнительных меха-

низмов развития электрофизических процессов в атмосферных облаках электростатическая система «частица-водяная пленка» как раз и может физически объяснить существенное усиление напряженности электрического поля внутри и вне грозного облака в случае начала активного выделения в нем накопившихся паров влаги и выпадения из него дождевых осадков. Именно в этом случае происходит нарушение экранирования дипольными слоями паров воды заряженных твердых диэлектрических частиц (своего рода разэкранировка электрического поля этих частиц), несущих на себе избыточный заряд облака q_Σ и обеспечивающих с усредненной объемной плотностью σ_V по атмосферному облаку в своей совокупности формирование электростатического поля грозного облака.

4. Расчетная оценка напряженности электрического поля внутри и вне грозного облака с твердыми частицами. Для данной оценки воспользуемся упрощенной расчетной моделью грозного облака, имеющего форму шара радиусом R_0 , внутри которого равномерно распределены с объемной плотностью $\sigma_V \approx 2,78 \cdot 10^{-8}$ Кл/м³ электрические заряды $q_0 \approx 2,78 \cdot 10^{-16}$ Кл отдельных мелких твердых диэлектрических частиц радиусом $r_0 \approx 10 \cdot 10^{-6}$ м. Примем, что суммарный электрический заряд этих частиц $q_\Sigma \approx 111$ Кл, как и в разделе 2, сосредоточен в грозном облаке объемом $V_0 = 4\pi R_0^3/3 = 4 \cdot 10^9$ м³ и соответственно радиусом, равным примерно $R_0 \approx 985$ м. Исходя из применения теоремы Остроградского-Гаусса [10], для напряженности E_r электростатического поля внутри принятой расчетной модели грозного облака сферической формы при текущем значении радиуса $r < R_0$ находим:

$$E_r = q_\Sigma r / (4\pi \epsilon_0 R_0^3). \quad (7)$$

Из (7) при $R_0 \approx 985$ м, $r \approx R_0/2 \approx 492,5$ м и $q_\Sigma \approx 111$ Кл получаем, что в исследуемом случае $E_r \approx 0,514$ МВ/м. Видно, что внутри грозного облака, содержащего освобожденные за счет выпадения дождевых осадков от электронейтральных водяных паров (пленок) ранее заряженные путем электризации в теплом восходящем воздушном потоке твердые диэлектрические частицы радиусом $r_0 \approx 10$ мкм с их объемной плотностью $N_0 \approx 10^8$ м⁻³ в земной атмосфере, можно достигать критических значений напряженности E_r электростатического поля, характерных согласно [3, 7] для электроразрядных процессов в исследуемых видах облаков.

Для напряженности E_R электростатического поля на внешней границе ($r=R_0$) принятой расчетной модели грозного облака из теории электростатики имеем:

$$E_R = q_\Sigma / (4\pi \epsilon_0 R_0^2). \quad (8)$$

Подставив в (8) принятые исходные данные ($q_\Sigma \approx 111$ Кл; $R_0 \approx 985$ м), для искомой напряженности E_R электрического поля на внешней границе (краю) рассматриваемой модели грозного облака получаем численное значение, равное примерно 1,03 МВ/м. Полученные с помощью (8) и предлагаемых дополнительных механизмов формирования и протекания электрофизических процессов в атмосферных облаках

количественные расчетные данные для E_R указывают на возможность развития с внешней границы описанной модели грозового облака электронных лавин [3], являющихся предвестником искрового пробоя в атмосфере длинного воздушного промежутка (молнии).

5. Расчетная оценка электрического потенциала грозового облака с твердыми частицами. Из электростатики известно, что электрический потенциал φ_R вне рассматриваемой упрощенной расчетной модели грозового облака сферической формы (при $r \geq R_0$) с суммарным электрическим зарядом q_Σ , содержащей равномерно распределенные по ее объему заряды q_0 мелких твердых частиц, может быть рассчитан по следующей приближенной формуле [12]:

$$\varphi_R = q_\Sigma / (4\pi\epsilon_0 r). \quad (9)$$

Из (9) при $r \approx R_0 \approx 985$ м и $q_\Sigma \approx 111$ Кл определяем, что на внешней границе исследуемого грозового облака $\varphi_R \approx 1,01 \cdot 10^9$ В. Возможно, что из-за выбранных нами геометрической формы расчетной области грозового облака и количественных показателей объемной плотности N_0 в нем твердых диэлектрических частиц порядка 10^8 м⁻³ численные значения электрического потенциала φ_R по (9) оказываются завышенными. Так, согласно [13] разница электрических потенциалов между грозовым облаком и землей может достигать уровня около 100 МВ. Приняв в оценочных расчетах по (3) объемной плотности σ_V электрического заряда для рассматриваемого грозового облака объемом $V_0 \approx 4 \cdot 10^9$ м³ ($R_0 \approx 985$ м) и его суммарного электрического заряда q_Σ величину $N_0 \approx 10^7$ м⁻³ (на порядок меньше возможной объемной плотности в атмосферном облаке мелких водяных капель), можно легко прийти согласно (9) к расчетному уровню электрического потенциала грозового облака $\varphi_R \approx 101$ МВ, практически указанному в [13]. Данное значение φ_R представляется автору более правдоподобным для исследуемого грозового облака. Такое откорректированное значение N_0 повлечет за собой соответственно и уменьшение в десять раз таких ранее приведенных электрофизических характеристик для облака как σ_V , q_Σ , E_r и E_R . В этом случае предлагаемые здесь электрофизические механизмы формирования и развития в земной тропосфере грозового облака действительно окажутся дополнительными к известным механизмам накопления в нем электрических зарядов, основанным на атмосферной электризации мелких водяных капель в теплых восходящих воздушных потоках. Тем не менее, полученные выше оценочные расчетные значения φ_R свидетельствует о том, что наэлектризованные в теплом восходящем воздушном потоке мелкие ($r_0 \approx 10$ мкм) твердые диэлектрические частицы с объемной плотностью порядка $N_0 \approx (10^7 - 10^8)$ м⁻³ и зарядом $q_0 \approx 2,78 \cdot 10^{-16}$ Кл за счет внушительного объема грозового облака (порядка $4 \cdot 10^9$ м³) способны благодаря процессам теплового обмена в атмосфере, выполнению в ней закономерностей термодинамики, приводящих к появлению в земной тропосфере больших зон различного давления и движению в ней огромных воздушных масс, сформировывать в атмосфере весь-

ма протяженные электрически заряженные облачные области, несущие сверхвысокий электрический потенциал и вызывающие развитие грозových разрядов.

6. Расчетная оценка запасаемой грозовым облаком с твердыми частицами электрической энергии. Данную оценку выполним исходя из того положения, что электрическая энергия W_e атмосферного кучево-дождевого облака, перед его переходом в стадию грозового облака, запасается лишь в многочисленной совокупности исследуемых нами электростатических систем «частица-водяная пленка». В этой связи приближенный расчет величины W_e при заданной объемной плотности N_0 рассматриваемых электростатических систем в предгрозовом облаке общим объемом V_0 будет сводиться к определению электрической энергии W_{e0} , сосредоточенной в их одном ДЭС толщиной Δ_e . Для величины W_{e0} можно записать следующее приближенное расчетное соотношение:

$$W_{e0} = 2\pi\epsilon_0\varphi_0^2 r_0^2 / \Delta_e. \quad (10)$$

Тогда из (10) при $\varphi_0 = 0,25$ В, $r_0 \approx 10 \cdot 10^{-6}$ м и $\Delta_e \approx 0,22 \cdot 10^{-10}$ м находим, что в одной электростатической системе сферической формы «частица-водяная пленка» (в ее ДЭС со сверхсильным электрическим полем) запасается электрическая энергия, равная примерно $W_{e0} \approx 1,58 \cdot 10^{-11}$ Дж. С учетом (10) для объемной плотности W_{eV} электрической энергии в предгрозовом облаке с мелкими твердыми диэлектрическими частицами радиусом r_0 , наэлектризованными в теплом восходящем воздушном потоке атмосферы, имеем:

$$W_{eV} = W_{e0} N_0. \quad (11)$$

Из (11) при $W_{e0} \approx 1,58 \cdot 10^{-11}$ Дж и $N_0 \approx 10^7$ м⁻³ следует, что в грозовом облаке с мелкими (радиусом $r_0 \approx 10$ мкм) твердыми заряженными путем атмосферной электризации диэлектрическими частицами может достигаться объемная плотность W_{eV} электрической энергии, численно равная около $1,58 \cdot 10^{-4}$ Дж/м³. В результате для электрической энергии W_e , запасаемой в исследуемом грозовом облаке общим объемом V_0 , можно записать следующее расчетное соотношение:

$$W_e = W_{eV} V_0. \quad (12)$$

При $W_{eV} \approx 1,58 \cdot 10^{-4}$ Дж/м³ и $V_0 \approx 4 \cdot 10^9$ м³ из (12) получаем, что в грозовом облаке заданных нами размеров, при формировании которого были использованы новые дополнительные механизмы образования, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных облаках, может запастись электрическая энергия W_e , численно достигающая в рассматриваемом расчетном случае значения 0,632 МДж. Данное значение W_e является сравнительно небольшим. Здесь следует подчеркнуть то, что при расчетной оценке W_e нами не были учтены электрические заряды с их энергетикой, образуемые в грозовом облаке при известных процессах электризации мелких водяных капель и кристаллизации облачных водяных паров [3]. При первоначально принятой объемной плотности в облаке мелких твердых частиц $N_0 \approx 10^8$ м⁻³ запасаемая электрическая энергия W_e в указанной сфери-

ческой модели грозового облака ($V_0 \approx 4 \cdot 10^9 \text{ м}^3$) с учетом предлагаемой гипотезы численно составит около 6,32 МДж.

Выводы.

1. Представлена новая гипотеза с научным обоснованием по возможному существованию дополнительных механизмов образования, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных облаках нашей планеты, базирующихся на электризации в теплых восходящих воздушных потоках мелких круглых твердых диэлектрических частиц радиусом r_0 , попадающих в воздушную атмосферу с поверхности земли и из дымовых выбросов промышленных предприятий большинства стран мира.

2. Расчетным путем показано, что предложенные дополнительные механизмы возникновения, накопления и разделения электрических зарядов в атмосферных слоисто-дождевых, кучево-дождевых и грозовых облаках способны обеспечивать достижение в указанных видах облаков таких значений объемной плотности σ_V зарядов, суммарного запасаемого в них электрического заряда q_Σ и напряженностей E_r и E_R электростатического поля внутри и на внешней границе подобных облаков, которые соответствуют современным экспериментальным данным из области атмосферного электричества.

3. Выполненные с учетом предложенной гипотезы расчетные оценки электрического потенциала φ_R в сферической модели атмосферного грозового облака внешним радиусом $R_0 \approx 985 \text{ м}$ и запасаемой в нем электрической энергии W_e указывают на то, что атмосферная электризация входящих в его состав мелких твердых диэлектрических частиц радиусом $r_0 \approx 10 \text{ мкм}$ с их объемной плотностью $N_0 \approx 10^7 \text{ м}^{-3}$ в таком облаке способна обеспечивать появление на нем сверхвысокого значения электрического потенциала φ_R (до $1,01 \cdot 10^8 \text{ В}$) и накопление в нем весьма большого запаса электрической энергии W_e (до $0,632 \cdot 10^6 \text{ Дж}$). При $N_0 \approx 10^8 \text{ м}^{-3}$ рассматриваемые значения оказываются соответственно равными $1,01 \cdot 10^9 \text{ В}$ и $6,32 \cdot 10^6 \text{ Дж}$.

4. Рассмотренные электрофизические процессы и новые дополнительные механизмы возникновения и накопления электрических зарядов в атмосферных облаках могут оказаться полезными при построении теории грозы в природных мелкодисперсных средах с заряжающимися за счет контактной электризации мелкими твердыми частицами, характерных для песчаных бурь и вулканических дымовых извержений, когда в них объемная плотность N_0 мелких твердых диэлектрических частиц составляет не менее 10^8 м^{-3} .

5. Предложенные новые дополнительные электрофизические механизмы формирования электрических зарядов в атмосферных облаках Земли совместно с известными подобными механизмами, основанными на комплексной электризации в теплом восходящем воздушном потоке мелких круглых водяных капель, будут способствовать дальнейшему развитию природы атмосферного электричества и успешному решению глобальной проблемы молниезащиты на нашей планете технических и биологических объектов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Радовский М.И. Ломоносов и его исследования в области атмосферного электричества // *Электричество*. – 1939. – №1. – С. 69-72.
2. Капица П.Л. Научная деятельность В. Франклина // *Успехи физических наук*. – 1956. – Т.58. – Вып. 2. – С. 169-182. doi: 10.3367/ufnr.0058.195602a.0169.
3. Бортник И.М., Белогловский А.А., Верещагин И.П., Вершинин Ю.Н., Калинин А.В., Кучинский Г.С., Ларионов В.П., Монастырский А.Е., Орлов А.В., Темников А.Г., Пинталь Ю.С., Сергеев Ю.Г., Соколова М.В. *Электрофизические основы техники высоких напряжений: Учебник для ВУЗов / Под общей ред. проф. И.П. Верещагина*. – М.: Издательский дом МЭИ. – 2010. – 704 с.
4. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
5. Базелян Э.М., Райзер Ю.П. *Физика молнии и молниезащита*. – М.: Физматлит, 2001. – 319 с.
6. Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards // *Proceedings of the IEEE*. – 1988. – vol.76. – no.12. – pp. 1548-1565. doi: 10.1109/5.16349.
7. Кужекин И.П., Ларионов В.П., Прохоров Е.Н. *Молния и молниезащита*. – М.: Знак, 2003. – 330 с.
8. Кравченко В.И. Молния. Электромагнитные факторы и их поражающее воздействие на технические средства. – Х.: НТМТ, 2010. – 292 с.
9. <http://www.astronet.ru/db/msg/1244664>.
10. Кузьмичев В.Е. *Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский*. – К.: Наукова думка, 1989. – 864 с.
11. Баранов М.И. Расчетная оценка толщины слоя индукционных электрических зарядов в металлическом проводнике // *Электротехника и электромеханика*. – 2011. – №4. – С. 56-58. doi: 10.20998/2074-272X.2011.4.11.
12. Яворский Б.М., Детлаф А.А. *Справочник по физике*. – М.: Наука, 1990. – 624 с.
13. Бржезицкий В.О., Исакова А.В., Рудаков В.В. та ін. *Техніка і електрофізика високих напруг: Навч. посібник / За ред. В.О. Бржезицкого, В.М. Михайлова*. – Х.: НТУ «ХПІ». – Торнадо, 2005. – 930 с.

REFERENCES

1. Radovskiy M.I. Lomonosov and his researches in area of atmospheric electricity. *Electricity*, 1939, no.1, pp. 69-72. (Rus).
2. Kapitza P.L. *Nauchnaja dejatel'nost' V. Franklina* [Scientific activity of V. Franklin]. *Uspekhi Fizicheskikh Nauk*, 1956, vol.58, no.2, pp. 169-182. (Rus). doi: 10.3367/ufnr.0058.195602a.0169.
3. Bortnik I.M., Beloglovskiy A.A., Vereshchagin I.P., Verшинin Yu.N., Kalinin A.V., Kuchinskiy G.S., Larionov V.P., Monastyrskiy A.E., Orlov A.V., Temnikov A.G., Pintal' Yu.S., Sergeev Yu.G., Sokolova M.V. *Elektrofizicheskie osnovy tekhniki vysokih naprjazhenij* [Electrophysics bases of technique of high voltage]. Moscow, Publishing house of MEI, 2010. 704 p. (Rus).
4. *Bol'shoj illjustrirovannyj slovar' inostrannyh slov* [Large illustrated dictionary of foreign words]. Moscow, Russkie slovari Publ., 2004. 957 p. (Rus).
5. Bazelyan E.M., Raiser Yu.P. *Fizyka molnii i molnyezashchita* [The physics of lightning and lightning protection]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2001. 319 p. (Rus).
6. Uman M.A. Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards. *Proceedings of the IEEE*, 1988, vol.76, no.12, pp. 1548-1565. doi: 10.1109/5.16349.
7. Kuzhekin I.P., Larionov V.P., Prohorov E.N. *Molnija i molniezashchita* [Lightning and protection from lightning]. Moscow, Znack Publ., 2003. 330 p. (Rus).

8. Kravchenko V.I. *Molniya. Elektromagnitny faktory i porazhayushchie vozdeystviya na tekhnicheskie sredstva* [Lightning. Electromagnetic factors and their impact on the striking technical objects]. Kharkov, NTMT Publ., 2010. 292 p. (Rus).
9. Available at: <http://www.astronet.ru/db/msg/1244664> (accessed 15 July 2012). (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. Estimation of induction electric charges thickness in a metallic conductor. *Electrical engineering & electro-mechanics*, 2011, no.4, pp. 56-58. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2011.4.11**.
12. Javorskij B.M., Detlaf A.A. *Spravochnik po fizike* [Handbook of physics]. Moscow, Nauka Publ., 1990. 624 p. (Rus).
13. Brzhezitskiy V.A., Isakova A.V., Rudakov V.V. *Tekhnika i elektrofizyka vysokikh napruh* [Technics and Electrophysics of High Voltages]. Kharkov, Tornado Publ., 2005. 930 p. (Ukr).

Поступила (received) 15.11.2017

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., з.л.н.с.,
НИПКИ «Молния»
Национальный технический университет
«Харьковский политехнический институт»,
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,
тел/phone +38 057 7076841,
e-mail: baranovmi@kpi.kharkov.ua

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

New hypothesis and electrophysics nature of additional mechanisms of origin, accumulation and division of electric charges in the atmospheric clouds of Earth.

Purpose. Development of new hypothesis about the possible additional mechanisms of origin, accumulation and division of electric charges in atmospheric clouds, containing shallow dispersible drops of water, shallow particulate dielectric matters and crystals of ice. **Methodology.** Electrophysics bases of technique of high voltage, theoretical bases of the electrical engineering, theoretical electrophysics, theory of the electromagnetic field, technique of the high electric and magnetic

fields. **Results.** Pulled out and grounded new scientific supposition, related to possible existence in earthly troposphere of additional mechanisms of origin, accumulation and division of electric charges in the atmospheric clouds of Earth, being based on electrization in the warm ascending currents of air of shallow round particulate dielectric matters, getting in an air atmosphere from a terrene and from the smoke extras of industrial enterprises. By a calculation a way it is shown that the offered additional electrophysics mechanisms are able to provide achievement in the atmospheric clouds of such values of volume closeness of charges, total electric charge and tension of the electrostatic field stocked in them inwardly and on the external border of storm clouds which correspond modern experimental information from an area atmospheric electricity. The calculation estimations of levels of electric potential and stocked electric energy executed on the basis of the offered hypothesis in storm clouds specify on possibility of receipt in them of ever higher electric potentials and large supplies of electric energy. The obtained results are supplemented by the known approaches of forming and development in earthly troposphere of the electric charged atmospheric clouds, being based on electrization in the warm ascending streams of air the masses of shallow round aquatic drops. **Originality.** First on the basis of the well-known theses of technique and electrophysics of high voltage the important role of shallow round particulate dielectric matters, electrifiable in the warm ascending currents of air of troposphere is scientifically grounded, in the processes of origin, accumulation and division of electric charges in the stratified-rain, heap rain and storm clouds of Earth. **Practical value.** Application of in practice findings will allow to deepen scientific and technical knowledge of humanity in area of nature of atmospheric electricity, will be instrumental in further development of physics of linear lightning, decision of global problem of lightning protection of earthly technosphere, and also development of the specified approaches at description of the scantily explored people electrophysics phenomena and theories of thunderstorm at sandy storms in the numerous deserts of the world and powerful smoke eruptions of volcanoes on Earth. References 13, figures 2.

Key words: atmospheric electricity, new mechanisms of origin, accumulation and division of electric charges in atmospheric clouds, hypothesis, calculation, experimental data.

Yu.V. Batygin, E.A. Chaplygin, O.S. Sabokar, V.A. Strelnikova

ANALYSIS OF ELECTROMAGNETIC PROCESSES IN THE SYSTEM «CYLINDRICAL SOLENOID – MASSIVE CONDUCTOR»

Purpose. Defining the key parameters of the inductor geometry, as a long multi-turn solenoid, that influence on the current amplitude induced excited in a massive conductor with a flat boundary surface. Methodology. Performing a mathematical analysis of the electrodynamic problem solution for an area with variable structure by integrating Maxwell's equation within the given boundary and initial conditions and also physical assumptions simplifying the process of solving but not distorting the result and carrying out an experiment that confirms not only the correctly construction considered but also the acceptability of the chosen assumption the opacity applying of the metal blank for these operating fields frequencies. Results. Functional dependencies of the current induced parameters on the metal surface of the heating object have been obtained, along which numerical estimates of the electrodynamic process have been performed, and key parameters influencing the heating efficiency have been determined. The correctness of the solutions obtained was confirmed experimentally. The final form of the solution function of the physical-mathematical problem was shown to be acceptable for performing further engineering and research calculations. Originality. The functional connection of the measured values of the induced surface current and the parameters of the measuring system is determined, the experimental confirmation of which indicates the satisfactory calculation model of the induction heating system and the entire solution as a whole. Practical value. Based on the calculations performed, working samples of inductive systems for induction heating that meet the specified heating rate and area requirements can be constructed. The obtained analytical expressions were transformed and simplified for their further using for engineering calculations with a minimum error value. References 8, tables 1, figures 4.

Key words: induction heating, Maxwell's equations, sheet metal, electromagnetic field, electrodynamic problem, eddy currents.

Цель. Определение ключевых параметров геометрии индуктора, как длинного многovitкового соленоида, влияющих на амплитуду индуцированного тока возбуждаемого в массивном проводнике с плоской граничной поверхностью. Методика. Выполнение математического анализа решения электродинамической задачи для среды с переменной структурой путем интегрирования уравнений Максвелла в рамках заданных граничных и начальных условий, а также физических допущений, которые упрощают процесс решения, но не искажают его результат; а также проведение эксперимента подтверждающего не только правильно выполненное построение, но и допустимость применения выбранного допущения о непрозрачности металлической заготовки для данных частот действующих полей. Результаты. Получены функциональные зависимости искомых параметров индуцированного тока на поверхности металла объекта нагрева, по которым были выполнены численные оценки электродинамического процесса, определены ключевые параметры, влияющие на эффективность нагрева. Правильность полученных решений была подтверждена экспериментально. Окончательный вид функции решения физико-математической задачи был приведен к приемлемому для выполнения дальнейших инженерных и исследовательских расчётов. Научная новизна. Определена функциональная связь измеряемых величин индуцированного поверхностного тока и параметров измерительной системы, экспериментальное подтверждение которой свидетельствует об удовлетворительности расчетной модели системы индукционного нагрева и всего решения в целом. Практическая значимость. На основании проведенных расчетов могут быть сконструированы рабочие образцы индуктивных систем для индукционного нагрева, отвечающие заданным требованиям скорости нагрева и его площади. Полученные аналитические выражения были преобразованы и упрощены с целью их дальнейшего использования для инженерных расчётов с минимальной величиной погрешности. Библи. 8, табл. 1, рис. 4.

Ключевые слова: индукционный нагрев, уравнения Максвелла, листовой металл, электромагнитное поле, электродинамическая задача, вихревые токи

Introduction. The development proposed by the authors [1] with the use of induction local heating of metal surfaces assumes the fulfillment of research calculations of the field penetration process into sample sheet metal in order to determine its qualitative and quantitative characteristics.

Today, there are large number amount of research material covering the physical processes and the corresponding solutions to the problems of induction heating technologies. The author [2] describes the electrodynamic processes under metal cylinder heating and numerical values obtained coinciding with the experimental data. A similar model of the system is also described in [3] for heating the walls of a cylindrical surface to simulate the process of strips welding. No less significant are research into the microscopic parameters behavior of an object. The author [4], among other things, studied the effect of magnetic permeability and its

changes on the efficiency of the metal heating for its heat treatment. The characteristic combining factor of the works analyzed, including similar ones [5, 6], is the orientation to objects of cylindrical geometry and a common mathematical apparatus, namely, the numerical analysis of FEM, by which it is impossible to obtain analytical dependencies suitable for engineering calculations.

Since in most cases induction heating is used for cylindrical objects heating processes, the application of the available recommendations for flat surfaces heating can lead to incorrect technical solutions in practice.

The analysis of the flat surfaces heating is an actual task for the further determination of the induction heating tools optimal parameters.

To obtain a general estimation of the electromagnetic interaction between the field source and

the object, it is advisable to neglect the penetration processes, and to consider the metal of the billet as the ideal conductivity approximation.

To exclude all kinds of circumstances that occur in real constructions of inductor systems and to evaluate precisely the geometry of the relative location of the field source and the object of electromagnetic influence, it is advisable to neglect the penetration processes, and to consider the metal of the sample in the ideal conductivity approximation.

The goal of the paper is to define the key parameters of the inductor geometry, as a long multi-turn solenoid, that influence on the current amplitude induced excited in a massive conductor with a flat boundary surface.

Fields and the eddy currents. The computational model in the cylindrical coordinate system is shown in Fig. 1.

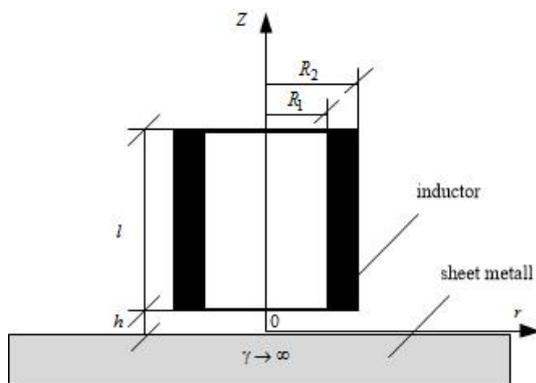


Fig. 1. The model of the inductor system with a long cylindrical inductor, above the ideally conducting blank.

Formulation of the problem:

- the system has an azimuthal symmetry, so that $\frac{\partial}{\partial \varphi} = 0$, φ – azimuth angle;
- the current in the winding of the inductor is represented by the azimuthal component with a uniformly distributed spatial density $-j_{\varphi}(t)$, t – time;
- electromagnetic processes in the system are quasisteady in the Landau sense, so that $\frac{\omega}{c} \cdot l \gg 1$, ω – cyclic frequency, c – light speed in vacuum, l – the largest characteristic size of the system [7].
- the metal of the inductor winding has not influence the flowing electromagnetic processes.

The solution carrying out of the problem is mannered according to the [7, 8].

The Maxwell's equations for non-zero components of electromagnetic field strengths, been transformed by Laplace taking into account zero initial conditions, at space above the blank, where $z \geq 0$, have a view [7]:

$$\begin{cases} \frac{\partial H_r(p, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(p, r, z)}{\partial r} = j_{\varphi}(p, r, z); \\ \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_{\varphi}(p, r, z)) = -\mu_0 \cdot p \cdot H_z(p, r, z); \\ \frac{\partial E_{\varphi}(p, r, z)}{\partial z} = \mu_0 \cdot p \cdot H_r(p, r, z); \end{cases} \quad (1-3)$$

where p – Laplace transform parameter;

$$E_{\varphi}(p, r, z) = L\{E_{\varphi}(t, r, z)\},$$

$$H_{r,z}(p, r, z) = L\{H_{r,z}(t, r, z)\},$$

$$j_{\varphi}(p, r, z) = L\{j_{\varphi}(t, r, z)\}.$$

In the general case, the current density on the right-hand side of equation (1) is written as:

$$j_{\varphi}(p, r, z) = (p \cdot \varepsilon_0 + \gamma) \cdot E_{\varphi}(p, r, z) + j_{\varphi_i}(p, r, z), \quad (4)$$

where $j_{\varphi_i}(t, r, z)$ – the inductor outside current density,

$$j_{\varphi_i}(p, r, z) = j(p) \cdot f_1(r) \cdot f_2(z),$$

$j(p)$ – amplitude-time dependence; $f_1(r)$ – the radial current distribution function in the inductor; $f_2(z)$ – the inductor current distribution function by variable z ; ε_0 – the dielectrical vacuum permeability.

For a cylindrical inductor in Fig. 1 with a radial and longitudinal number of turns – w_r, w_z accordingly, homogeneous distributions of the exciting current with respect to the spatial variables are described by the following functions.

$$\begin{cases} f_1(r) = [\eta(r - R_1) - \eta(r - R_2)] \\ f_2(z) = [\eta(z - h) - \eta(z - (h + l))] \end{cases}, \quad (5)$$

where $R_2 - R_1 = w_r \cdot d$, $l = w_z \cdot d$, $d \times d$ – cross-sectional dimension of the square turn.

The amplitude-time dependence of the excitation current density is written as:

$$j(p) = \frac{I(p)}{d^2}, \quad (6)$$

where $I(p) = L\{I(t)\}$, $I(t)$ – the inductor current,

$$I(t) = I_m \cdot \psi(t),$$

$I_m, \psi(t)$ – amplitude and time dependence, respectively.

From the Maxwell system (1) – (3) a differential equation for the azimuthal component of the electric field strength $E_{\varphi}(p, \lambda, z)$ can be obtained, which after the integral Fourier-Bessel transform takes the form [8].

The unknown constants can be defined from the boundedness conditions of the function $E_{\varphi}(p, \lambda, z)$ with $z \rightarrow \infty$ and its equality to zero on an ideally conducting surface $z = 0$. Intermediate identical transformations are omitted because of its triviality and to avoid excessive unwieldiness in the material presentation.

In the end, it is found that

$$E_{\varphi}(p, \lambda, z) = -\frac{K(p, \lambda)}{\lambda^2} \cdot e^{-\lambda h} \cdot (1 - e^{-\lambda l}) \cdot sh(\lambda z), \quad (7)$$

where λ – parameter of the Fourier-Bessel integral transformation; $J_1(\lambda \cdot r)$ – the first order Bessel function,

$$K(p, \lambda) = \mu_0 \cdot p \cdot j(p) \cdot F(\lambda),$$

where $F(\lambda) = \int_{R_1}^{R_2} r J_1(\lambda \cdot r) dr$ – the radial current

distribution Fourier-Bessel image function in the inductor – $f_1(r)$ from (5).

Using (3) and (7), taking into account the quantities presented in (8), and the Fourier-Bessel image of the tangential component of the magnetic field intensity in the region $z < 0$ is determined as

$$H_r(p, \lambda, z) = -\frac{j(p)}{\lambda} \cdot F(\lambda) \cdot e^{-\lambda h} \cdot (1 - e^{-\lambda l}) \cdot ch(\lambda z). \quad (8)$$

The current density module on the surface of the ideally conducting workpiece – $j_\varphi(p, \lambda)$ is equal to the modulus of the magnetic field strength tangential component [2].

Using (8), taking into account (6) after inverse Fourier-Bessel and Laplace transforms, it is found that

$$j_\varphi(t, r) = -\frac{I_m}{d^2} \cdot \psi(t) \times \int_0^\infty F(\lambda) \cdot e^{-\lambda h} \cdot (1 - e^{-\lambda l}) \cdot J_1(\lambda r) d\lambda. \quad (9)$$

The eddy current in the circular region of the radius R is found by integrating expression (9) for $r \in [0; R]$:

$$I_\varphi(t, r \leq R) = -I_m \cdot \psi(t) \cdot \int_0^\infty \frac{F(\lambda)}{(\lambda d)} \cdot e^{-\lambda h} \times (1 - e^{-\lambda l}) \cdot (1 - J_0(\lambda R)) d\lambda. \quad (10)$$

We reduce the formula (9), (10) to a form converted for practical estimates. Thus, in terms of the new integration variable, the expressions (9) and (10) are transformed to the form of the following dependencies:

a) relative density of current induced,

$$J_0(r) = \frac{J_{\varphi m}}{\left(\frac{I_m}{d}\right)} = \int_0^\infty F(x) \cdot e^{-x \cdot \frac{h}{d}} \cdot \left(1 - e^{-x \cdot \frac{l}{d}}\right) \cdot J_1\left(x \cdot \frac{R_1}{d} \cdot \left(\frac{r}{R_1}\right)\right) dx, \quad (11)$$

where $F(x) = \frac{1}{x^2} \cdot \int_{\left(x \cdot \frac{R_2}{d}\right)}^{\left(x \cdot \frac{R_1}{d}\right)} y \cdot J_1(y) dy$; $x = \lambda d$, $x \in [0; \infty)$;

b) relative magnitude of the current induced (current transformation ratio),

$$I_0(R) = \frac{I_{\varphi m}}{I_m} = \int_0^\infty \frac{F(x)}{x} \cdot e^{-x \cdot \frac{h}{d}} \cdot \left(1 - e^{-x \cdot \frac{l}{d}}\right) \times \left(1 - J_0\left(x \cdot \frac{R_1}{d} \cdot \left(\frac{R}{R_1}\right)\right)\right) dx. \quad (12)$$

In reality, the turns are separated by dielectric gaps. Let it be the same and equal in the vertical and horizontal directions Δ . Concerning, the geometric parameters of the inductor can be determined by the following relations:

$$\begin{cases} l = w_l \cdot \left[d + \Delta \cdot \left(1 - \frac{1}{w_l}\right) \right]; \\ R_2 = R_1 + w_r \cdot \left[d + \Delta \cdot \left(1 - \frac{1}{w_r}\right) \right]. \end{cases} \quad (13)$$

Taking into account (13), the expressions (11) and (12) take the next forms:

a) relative density of the current induced,

$$J_0(r) = \frac{J_{\varphi m}}{\left(\frac{I_m}{d}\right)} = \int_0^\infty F(x) \cdot e^{-x \cdot \frac{h}{d}} \cdot \left(1 - e^{-x \cdot \frac{l}{d}}\right) \cdot J_1\left(x \cdot \frac{R_1}{d} \cdot \rho\right) dx. \quad (14)$$

b) relative magnitude of the current induced in the region of radius – R (current transformation ratio respectively),

$$I_0(R_0) = \frac{I_{\varphi m}}{I_m} = \frac{1}{N_m} \cdot \int_0^\infty \frac{F(x)}{x} \times e^{-x \cdot \frac{h}{d}} \cdot \left(1 - e^{-x \cdot \frac{l}{d}}\right) \cdot \left(1 - J_0\left(x \cdot \frac{R_1}{d} \cdot R_0\right)\right) dx, \quad (15)$$

where

$$N_m = \left(1 + \frac{\Delta}{d} \cdot \left(1 - \frac{1}{w_l}\right)\right) \cdot \left(1 + \frac{\Delta}{d} \cdot \left(1 - \frac{1}{w_r}\right)\right), \quad R_0 = \frac{R}{R_1}.$$

Numerical estimations of the excitation processes efficiency for eddy currents are given in the example for the system with the following parameters: $R_1 = 0.02$ m, $d = 0.002$ m, $\Delta = 0.0005 \pm 0.001$ m, $h = 0.001$ m.

There are indices off induction processes for windings with the number of turns in one row equal to $w_{l,r} = 10$ (Table 1).

Table 1

Numerical estimations				
No.	Wire row quantity	Wire turns common quantity	Cylindrical inductor, Relative current	Flat circular inductor, Relative current
1	1	10	4.6	9.35
2	2	20	9.5	16.2
3	3	30	14.6	22.4

Fig. 2 shows the situation with increasing number of turns in one row of winding up to $w_{l,r} = 20$.

Experiment. To confirm the correctness of the calculations performed, similar experimental measurements for a similar electrodynamic system took place. The purpose of the following experiment is:

- the veracity confirmation about the consideration of the ideal conductor system;
- the veracity confirmation of the graphs obtained for induced current density distribution.

It is necessary to carry out two types of measurements for this. The measurement of the distribution of induced currents using an induction sensor located and moved along the radius of the conductor surface and the direct measurement of the induced current density by the voltage drop at a given gap in the conductor. The assumption about the ideal conductor makes it possible to affirm that the density of induced currents on the ideal conductor surface is equal numerically to the magnetic field strength above the conductor. Its veracity can be confirmed with the following scheme of the experiment.

The Fig. 3 below shows a schematic diagram of a contact measuring method.

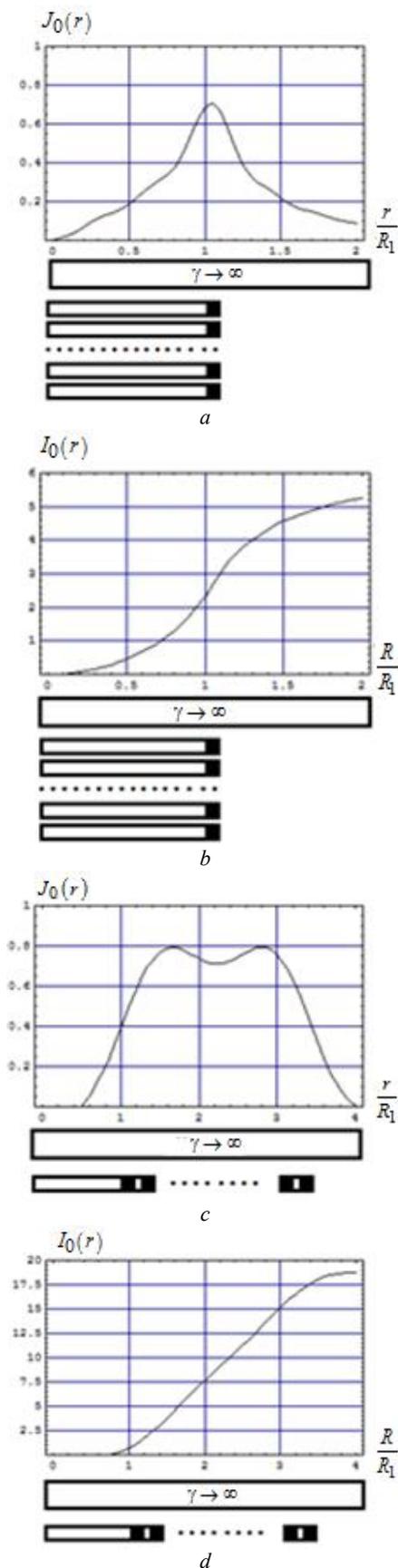


Fig. 2. Radial distributions of process efficiency indicators of eddy currents in inductors with single-layer windings, *a, b* – relative density and relative magnitude of the induced current, respectively, for $w_l = 20, w_r = 1$; *c, d* – relative density and relative magnitude of the induced current, respectively, for $w_l = 1, w_r = 20$

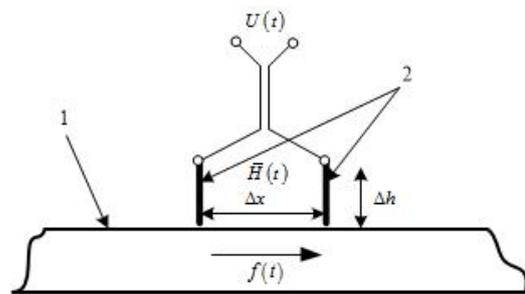


Fig. 3. Experimental model for contacts measuring

- Diameters of inductors used: cylindrical inductor 45 mm, disk inductor 112 mm;
- Height of inductors used: cylindrical inductor – 50 mm, disk inductor – 2 mm;
- Number of turns inductors: 20;
- Inductor current frequency: 20.56 kHz;
- The amplitude of the inductor current: 16.8 A;
- Conductivity of sheet billet: $\gamma = 59.5 \cdot 10^6$ Sm/m;
- The value of the contact gap: $\Delta x = 5$ mm;
- Cross-sectional area of the contact contour and the inductive sensor: $S = 5$ mm²;
- Number of the inductive sensor coil turns: $N = 100$.

It should be taken into account that the voltage measured at the contacts is the sum of the voltage drop and the induced EMF in the contact contour formed. According to this it's possible to determine the function of the measured voltage by the following formula

$$U(t) = k_1 j(t) + k_2 \frac{dj(t)}{dt}, \quad (16)$$

where $k_1 = \frac{\Delta}{\gamma} = \frac{5 \cdot 10^{-3}}{59.5 \cdot 10^6} = 0.084 \cdot 10^{-9}$,

$$k_2 = \mu_0 S N = 100 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 5 \cdot 10^{-6} = 1.57 \cdot 10^{-10}$$

The solution of the resulting differential equation is the sought-for function of the current density on the metal surface

$$j(t) = \frac{U_m \omega}{k_2 (\omega^2 + k_{12}^2)} e^{-k_{12} t} + \frac{U_m}{k_2 (\omega^2 + k_{12}^2)} \times (k_{12} \sin(\omega t) - \omega \cos(\omega t)), \quad (17)$$

where $k_{12} = k_1 / k_2$.

Taking into account the shape of the exciter current of the inductor and the signal measured, it is fairly to measure the amplitude of the induced current – the maximum of the signal. Neglecting the aperiodic component of the general solution, which eventually tends to zero, the sought-for value can be calculated as

$$j_m = \frac{U_m}{k_2 \sqrt{(\omega^2 + k_{12}^2)}}, \quad (18)$$

In its turn, the induced current measured by the induction sensor should give the same value as in the case of the contact measurement method.

$$\xi(t) = \mu_0 S_s N \frac{dH(t)}{dt} \approx \mu_0 S_s N \frac{dj(t)}{dt}, \quad (19)$$

$$j(t) = \frac{1}{\mu_0 S_s N} \int \xi(t) dt = |\xi(t) = \xi_m \sin(\omega t)| = \frac{\xi_m}{\mu_0 S_s N \omega} \cos(\omega t), \quad (20)$$

where N – number of sensor coil turns; S_s – sensor cross-sectional area.

Fig. 4 shows the distribution of the induced current and its radial density with two different measurement methods.

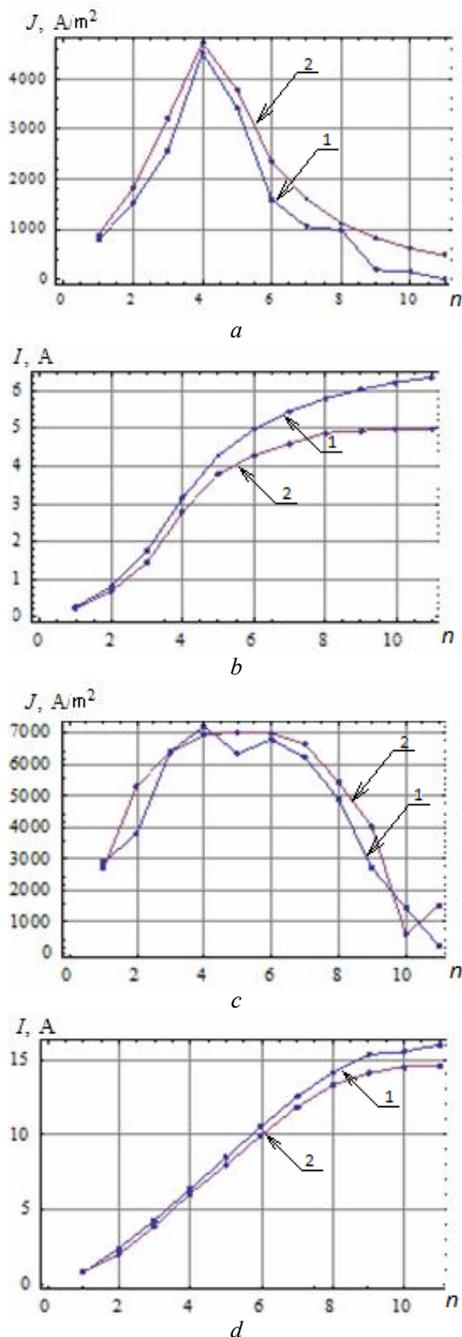


Fig. 4. Radial distributions of process efficiency indicators of eddy currents in inductors with single-layer windings: a, b – density and relative magnitude of the induced current, respectively, for $w_l = 20, w_r = 1$; c, d – density and relative magnitude of the induced current, respectively, for $w_l = 1, w_r = 20$; measurements performed by: 1 – induction sensor, 2 – contact method

The qualitative and quantitative coincidence of the current density distributions measured and the calculated currents values for two different measurement methods allow to state the correct representation of the electrodynamic process model and the acceptability of the analytical dependences obtained.

Conclusions. The calculations carried out related for effective systems creation not only for the induction heating of thin-walled metals, but also for a number of electrical devices that represent air current transformers in this case.

The value of the current transformation coefficient depends essentially on the mutual arrangement of the inductor turns.

The most effective is to increase the radial number of turns, with a linear increase in the transmission coefficient. In turn, an increase in the turns along the vertical direction from the surface of the metal does not lead to a substantial transformation coefficient increasing due to the self-shielding effect of the winding.

In the case of a cylindrical inductor, the radial distribution of the excited currents has a pronounced maximum that coincides with the center at the end of the winding. For the practice of induction heating, it means a quadratic dependence of the heat emitting in this region of sheet metal.

The objectivity of the assumption of considering a massive conductor as an ideally conducting surface, as well as the reliability of the graphical dependencies obtained, were confirmed experimentally.

REFERENCES

1. Batygin Yu.V., Gnatov A.V., Chaplygin Ye.O., Sabokar O.S. *Sposib indukciynogo nagryvu dlja remontu metalovykh elementiv avtomobil'nykh konstrukcij* [Method of induction heating for repair of the metal automobile constructions elements]. Patent UA, no.103494, 2015. (Ukr).
2. Kennedy M.W. *Magnetic fields and induced power in the induction heating of aluminium billets*. Licentiate Thesis. Royal Institute of Technology, Stockholm, 2013. 70 p.
3. Wright J. Principles of high frequency induction tube welding. Washington Electronic Heating Equipment Inc., 1997. 8 p.
4. Klonk S. *Modélisation Numérique du Chauffage par Induction de Pièces à Géométrie Complexe*. [Numerical modelling of induction heating for complex geometrical parts]. Thèse pour obtenir le grade de docteur délivré. Doctorat Paris Tech. Paris, 2013. 186 p. (French).
5. Korshikov S.E. *Optimal'noye upravleniye temperaturnymi rezhimami induktsionnogo nagreva tsilindricheskikh slitkov s uchetom tekhnologicheskikh ogranicheniy*. Diss. kand. techn. nauk [Optimum control of temperature modes of cylindrical ingots induction heating taking into account technological limitations. Cand. tech. sci. diss.]. Samara, 2015. 153 p. (Rus).
6. Dershpak N.S. The modes of induction heating of cylindrical parts connected with tension fitting. *Technical electrodynamics*, 2009, no.6, pp. 61-65. (Ukr).
7. Batygin Yu.V., Lavinskiy V.I., Khimenko L.T. *Impul'snyye magnitnyye polya dlya progressivnykh tekhnologiy. Tom 1. Izdaniye vtoroye, pererabotannoye i dopolnennoye*. [Pulsed magnetic fields for advanced technologies. Vol.1. 2nd edition, revised and enlarged.] Kharkov, MOST-Tornado Publ., 2003. 284 p. (Rus).
8. Shneerson G.A. *Polya i perehodnye processy v apparature sverhsilnykh tokov* [Fields and transients in equipment ultra strong currents]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1992, 413 p. (Rus).

Received 03.11.2017

Yu. V. Batygin¹, Doctor of Technical Sciences, Professor, Chaplygin E.A.¹, Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Sabokar O.S.¹, Postgraduate Student, Strelnikova V.A.¹, Postgraduate Student, ¹Kharkiv National Automobile and Highway University, 25, Yaroslava Mudrogo Str., Kharkiv, 61002, Ukraine. phone +380 57 7073727, e-mail: yu.v.batygin@gmail.com, chaplygin.e.a@gmail.com, o.s.sabokar@gmail.com, v.strelnikova91@gmail.com

N.I. Boyko

POWERFUL GENERATORS OF HIGH-VOLTAGE PULSES WITH NANOSECOND FRONTS

Purpose. Purpose of the article is to show the possibility of joint efficient operation of semiconductor switches and spark arresters in high-powerful high-voltage generators for obtaining nanosecond and shorter pulse fronts on a high-voltage load. *Methodology.* The variants of generators of power high-voltage pulses with semiconductor switches in the form of IGBT-transistors, SOS-diodes and spark dischargers as pulse front peaking spark gaps are considered. A scheme is proposed for such a generator of high-voltage pulses with nanosecond front on the basis of a linear pulsed transformer in the Tesla scheme. *Results.* On the complex load of the generator in the form of a serial connection of a gas bubble in water with a discharge in it and a layer of water under the bubble, voltage pulses with an amplitude of 23 kV and current pulses with an amplitude of 15 A were obtained. In this case, the pulse front, both voltage and current, on the levels 0.1-0.9, was approximately 10 ns, and the repetition rate of pulses in the load ranged from 1200 to 5000 pulses per second. *Originality.* A scheme is proposed for a generator of high-voltage pulses with a nanosecond front. The difference of the proposed generator with a nanosecond front, high pulse repetition rate, using its high-voltage and low-voltage circuits in the discharge circuit, is the presence in its composition of a linear pulse transformer and a system of peaking of pulse front using SOS diodes and spark gaps. *Practical value.* These generators considered in this work can find wide application in high-voltage technologies, including decontaminating water treatment, water purification by electric discharges. References 11, figures 3.

Key words: spark gap discharger, generator, switch, transistor, SOS-diode, high-voltage pulse transformer, pulse repetition frequency, capacitive storage, inductance, load resistance.

Рассмотрены варианты генераторов мощных высоковольтных импульсов с полупроводниковыми коммутаторами в виде IGBT-транзисторов, SOS-диодов и искровыми разрядниками. Предложена схема такого генератора высоковольтных импульсов с наносекундным фронтом. Отличием предложенного генератора с наносекундным фронтом, высокой частотой следования импульсов, с использованием в разрядном контуре его высоковольтных и низковольтных цепей является наличие в его составе линейного импульсного трансформатора и системы обострения фронта импульсов с использованием SOS-диодов и искровых разрядников. Библ. 11, рис. 3.

Ключевые слова: разрядник, искровой промежуток, генератор, коммутатор, транзистор, SOS-диод, высоковольтный импульсный трансформатор, частота следования импульсов, емкостный накопитель, индуктивность, сопротивление нагрузки.

Introduction. Modern transistor assemblies with operating voltages up to 10 kV and thyristors as power electronic energy switches in low-voltage circuits of pulse generators make it possible to receive microsecond pulses with an amplitude of 25-500 kV on the load connected to the high-voltage terminals of these generators [1, 2]. Generators with semiconductor switches provide a pulse repetition rate of 50,000 pulses per second [3, 4].

In [3-6], generators are presented on the basis of pulse transformers (PT) and IGBT switches in which PT and reverse diodes in IGBT are used to recover energy not released in the load. In this paper, we present modes in which both the high-voltage and low-voltage PT circuits are involved in the discharge circuits of the generators. IGBT-key can be used both as a closing and as an opening switch. In the figures with the diagrams in this article, L_{lv} , L_{hv} is the inductance of the dispersion and the lead-in conductors in the low-voltage and high-voltage winding of the PT respectively. When the IGBT-key is an opening switch and the magnetization inductance is intermediate energy storage, both the high-voltage and low-voltage circuits of PT participate in the discharge circuit of the high-voltage load.

For peaking of the pulse front, SOS diodes in the high-voltage PT circuit, as well as spark gaps, can be used.

The purpose of the article is to show the possibility of joint efficient operation of semiconductor switches and spark arresters in high-power high-voltage generators for obtaining nanosecond and shorter pulse fronts on a high-voltage load.

Choice of generator scheme. Schemes with SOS-diodes were developed by Russian scientists [1, 7]. But in these generators in the SOS-diodes' pumping circuits, inductance choke with saturation (magnetic keys) are used, which reduce the efficiency of the generators. Fig. 1 shows the circuit diagram of the generator with IGBT switches in the low-voltage circuit of PT in the form of a linear pulse transformer (LPT) and with a SOS switch in the high-voltage circuit of PT without throttles with saturating. The operation of the generator in the case of using T (IGBT) as a closing switch is described in [8]. With a low-resistance load with impedance ≤ 10 Ohm and the need to allocate in it of all the energy from C_{hv} in each pulse, it is required to minimize inductances of dissipation of high-voltage and low-voltage winding (L_{sh} , L_{sl}) of pulse transformer (PT). This can be done by applying a linear pulse transformer (LPT) as an PT [1]. The replacement circuit of the generator with the lead to the primary winding of the LPT is shown in Fig. 2. Given leaded values are marked with a prime ('). The ferromagnetic magnetic core LPT is divided into sections. Each section is wound with a single-turn primary winding, in the circuit of which there are series-connected capacitive storage C_{lv} and switch T (in Fig.1 IGBT- switch). The total primary winding consists of a series of single-turn primary windings wound each on its own section. The secondary winding is also single-turn, but covers all sections of the magnetic circuit. The design of LPT provides the minimum inductance of leakage L_s and inductance of magnetization L_μ (here $L_s \ll L_\mu$ as well as in

© N.I. Boyko

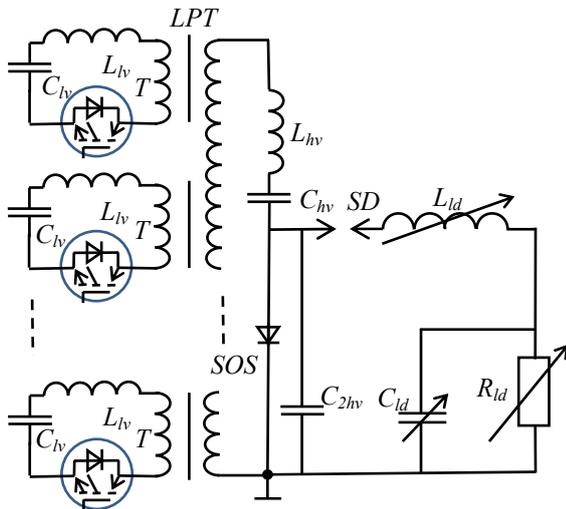


Fig. 1. Schematic circuit diagram of the generator with IGBT switches

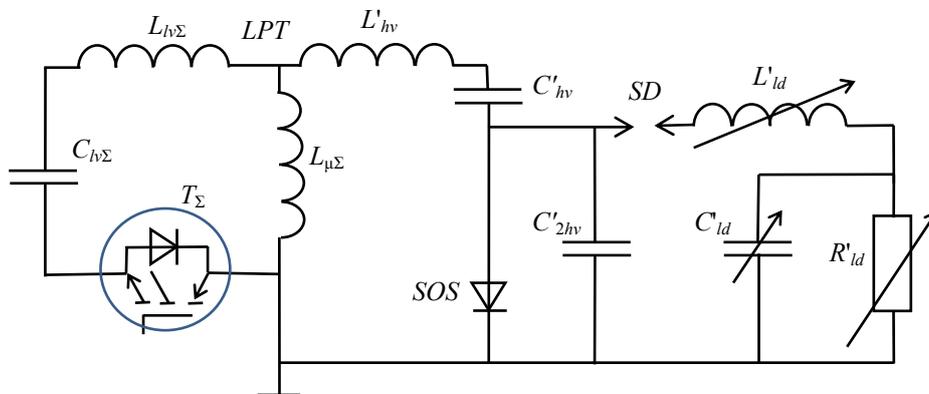


Fig. 2. Scheme of substitution for generator

Considering that the total primary winding consists of n constituent primary windings, each of which includes one MIO 1200-33E10 module with the corresponding driver as IGBT switch, at $n = 25$ the commutators of the total primary winding are able to pass the current $I_{max} = 30$ kA. And the calculated current I_{calc} in the discharge circuit through the total primary winding at $R'_{ld} = 8$ Ohm is approximately equal to $I_{calc} \approx U'_{hv} / R'_{ld}$. For $U'_{hv} = 300$ V, $R'_{ld} = R_{ld} / n^2 = 0.0128$ Ohm, $I_{calc} \approx 23.4$ kA. $I_{max} > I_{calc}$ [8]. Hence, IGBT-switches can work together with SOS-switches in the discharge circuits of high-power high-voltage generators. Advantages of semiconductor switching systems with IGBT in high-power generators over of switching systems with spark gaps are a higher permissible repetition rate (up to hundreds of thousands of pulses per second), high stability of pulses on the load. In addition, such a switching system provides the ability to control the switching times of IGBT switches on and off and full synchronization of their operation in parallel operation. However, as a final high-voltage switch it is advisable to use a spark gap, since spark dischargers are the most high-speed high-voltage switches that allow obtaining the minimum (subnanosecond) durations of the high voltage pulse fronts on the load. The permissible frequency of following into a load of high-power high-voltage pulses with a nanosecond front is currently limited, probably, by spark gaps at a level of several thousand pulses per second by using forced cooling of

traditional PT). Therefore, the duration of the transient response of the LPT is shorter than that of traditional PT. The transformation ratio of the step up transformer LPT is $k_t = n$, where n is the number of sections (or primary windings forming the total primary winding). In Fig. 2 $C_{lv\Sigma} = nC_{lv}$, $L_{lv\Sigma} = L_{lv}/n$, $L_{\mu\Sigma} = L_{\mu}/n$, L_{μ} – magnetization inductance of one section of LPT, T_{Σ} is a total IGBT switch consisting of n sectional IGBT switches T connected in parallel. Low values of L_s and L_{μ} lead to an increase of the current in the generator. This increases the switch requirements for the currents being passed. The modern IGBT module is capable of transmitting a current of 1200 A, can withstand a voltage of 3300 V and has an on-time of significantly less than $1 \mu s$, and a shutdown time of approximately $1 \mu s$ (for example, IGBT module MIO 1200-33E10).

their electrodes. The considered generators can find wide application in high-voltage electrotechnologies, including at disinfecting water treatment, water purification by means of electric discharges [9-11].

One of the most promising variants of the scheme of a high-power high-voltage generator operating on the $R'_{ld}-L'_{ld}-C'_{ld}$ load is shown in Fig. 2. After the SOS-diode is pumped back and the current is switched to the capacitance C'_{2hv} , this capacitance is charged during a time interval (half-cycle) $T/2 \approx \pi[(L_{\mu\Sigma} + L'_{hv}) C'_{2hv}]^{1/2}$, if $C'_{2hv} \ll C'_{hv}$, the closing switch SD does not work, and $L_{\mu\Sigma}$ acts as an intermediate energy store. However, to switch the energy to the load $R'_{ld}-L'_{ld}-C'_{ld}$, the switch SD (spark discharger) should work, preferably closer to the end of the half-period $T/2$. Then C'_{2hv} with an energy close to the maximum is connected to the $R'_{ld}-L'_{ld}-C'_{ld}$ load during the switching time. The shorter the switching time, the shorter the pulse front duration formed on the $R'_{ld}-L'_{ld}-C'_{ld}$ load.

Such a scheme allows one to obtain nanosecond pulses with amplitude of hundreds of kilovolts and more on the load by using a linear pulse transformer as a step-up pulse transformer having one turn in the secondary winding and a high-speed spark gap as the closing switch SD. Such an arrester allows achieving switch times in units of nanoseconds or less.

Experimental results. Fig. 3 shows the oscillograms of the current and voltage pulses on the load $R'_{ld}-L'_{ld}-C'_{ld}$. The load of the generator was a serial

connection of a gas bubble in water with a discharge in it and a layer of water under the bubble, that is, the load was nonlinear. Therefore, in the diagram (Fig. 1, 2), the inductance, capacitance and active resistance of the load are shown by variables (general case). The electrode system of the generator in which this nonlinear load was located was a «high-voltage metal rod – a low-voltage (grounded) metal ring under the rod». The oscillograms were obtained in an experimental setup using a simplified scheme in which there is no branch of C'_{hv} -SOS, and the capacitance C'_{2hv} is connected directly to the ends of the secondary winding of the LPT transformer. It follows from the oscillograms that the voltage and current curves are phase shifted relative to each other, the voltage amplitude on the load is approximately 23 kV and the current amplitude is about 15 A. The voltage and current pulse forms are aperiodic decaying with superimposed oscillations with a period of approximately 20 ns. The half-height duration for the voltage pulse was approximately 120 ns, and for the current pulse, about 60 ns. The duration of the pulse front, both voltage and current, over the levels 0.1-0.9 was approximately 10 ns. The repetition rate of pulses to the load ranged from 1200 to 5000 pulses per second. As a voltage sensor, a capacitive voltage divider was used, and a low-inductive current shunt was used as the current sensor. The recording device was a digital oscilloscope RIGOL DS1102E with a bandwidth of 100 MHz. Therefore, when recording pulses with characteristic times less than 10 ns, errors are possible.

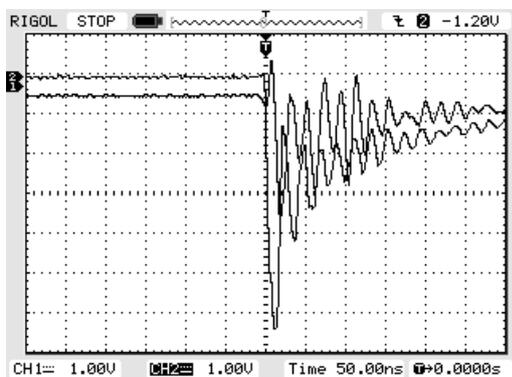


Fig. 3 Typical oscillograms of voltage pulse (1) and current pulse (2) on the load R_{ld} - L_{ld} - C_{ld}

The value of the division along the process axis for the voltage oscillogram (curve 1) is 7.65 kV/div, and for the current oscillogram (curve 2), 2.4 A/div.

Conclusions. A scheme of a high-voltage pulse generator based on a linear pulse transformer using IGBT-switches in its low-voltage circuits is proposed. In the high-voltage part of the generator it is proposed to use SOS-diodes as switches, and spark-gap dischargers as the final power switches. The advantages of the proposed scheme of a high-power generator with a R_{ld} - L_{ld} - C_{ld} load are shown: the possibility of obtaining high-voltage pulses with nanosecond and shorter fronts on the load at a repetition rate of up to several thousand pulses per second. These advantages are confirmed experimentally. A typical oscillogram of voltage and current pulses is shown on a nonlinear load in the form of a series connection of a gas bubble in water with a discharge in it

and a layer of water under the bubble. The half-height duration for the voltage pulse was approximately 120 ns, and for the current pulse, about 60 ns. The duration of the pulse front, both voltage and current, over the levels 0.1-0.9 was approximately 10 ns.

The generators considered in this work can find wide application in high-voltage technologies, including decontaminating water treatment, water purification by electric discharges.

REFERENCES

1. Mesiats G.A. *Impul'snaia energetika i elektronika* [Pulsed power and electronics]. Moscow, Nauka Publ., 2004. 704 p. (Rus).
2. Muhammad H. Rashid. *Power electronics handbook: devices, circuits, and applications handbook*. Edited by Muhammad H. Rashid. 3rd ed. Butterworth-Heinemann is an imprint of Elsevier 30 Corporate Drive, Suite 400, Burlington, MA 01803, USA; Linacre House, Jordan Hill, Oxford OX2 8DP, UK, 2011. 1390 p.
3. Boyko N.I., Evdoshenko L.S., Zarochentsev A.I., Ivanov V.M., Konyaga S.F. The high-voltage complex with two high frequency generators that regulate modes of corona and barrier discharges when processing gaseous hydrocarbons. *Technical Electrodynamics*, 2012, no.2, pp. 105-106. (Rus)
4. Boyko N.I., Bortsov A.V., Evdoshenko L.S., Ivanov V.M. Generators of high-voltage pulses with a repetition rate of 50000 pulses per second. *Instruments and Experimental Techniques*, 2011, vol.54, no.4, pp. 533-541. doi: [10.1134/s00204412111030225](https://doi.org/10.1134/s00204412111030225).
5. Boyko N.I., Bortsov O.V., Evdoshenko L.S., Ivanov V.M., Ivankina A.I., Tur A.N. Pulsed corona discharge ionization with enlarged zone of ionization: physical fundamentals of obtaining and the perspective fields of application. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2004, no.3, pp. 98-104. (Rus). doi: [10.20998/2074-272X.2004.3.20](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2004.3.20).
6. Boyko N.I., Bortsov O.V., Evdoshenko L.S., Zarochentsev O.I., Ivanov V.M. Using pulsed corona discharge with enlarged zone of ionization for the conversion of toxic gaseous waste. *Electrical Engineering & Electromechanics*, 2007, no.4, pp. 64-65. (Rus). doi: [10.20998/2074-272X.2007.4.16](https://doi.org/10.20998/2074-272X.2007.4.16).
7. Vasil'ev P.V., Lyubutin S.K., Pedos M.S., Ponomarev A.V., Rukin S.N., Sabitov A.K., Slovikovskii B.G., Timoshenkov S.P., Tsyranov S.N., Cholakh S.O. A SOS-Generator for technological applications. *Instruments and Experimental Techniques*, 2011, vol.54, no.1, pp. 54-60. doi: [10.1134/s00204412111010118](https://doi.org/10.1134/s00204412111010118).
8. Boyko N.I. Powerful high-voltage generators with the semiconductor switches. *Technical Electrodynamics*, 2014, no.5, pp. 92-94. (Rus).
9. Locke Bruce R. Environmental applications of electrical discharge plasma with liquid water – a mini review. *International Journal of Plasma Environmental Science & Technology*, 2012, vol.6, no.3, pp. 194-203.
10. Preis S., Panorel I.C., Kornev I., Hatakka H., Kallas J. Pulsed corona discharge: the role of ozone and hydroxyl radical in aqueous pollutants oxidation. *Water Science & Technology*, 2013, vol.68, no.7, p. 1536-1542. doi: [10.2166/wst.2013.399](https://doi.org/10.2166/wst.2013.399).
11. Vanraes P., Nikiforov A.Y., Leys C. Electrical discharge in water treatment technology for micropollutant decomposition. *Plasma science and technology – progress in physical states and chemical reactions*. 2016, Chapter 15, pp. 428-478. doi: [10.5772/61830](https://doi.org/10.5772/61830).

Received 03.10.2017

N.I. Boyko, Doctor of Technical Science, Professor, National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute», 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine, phone +380 57 7076245, e-mail: qnaboyg@gmail.com

Ю.Н. Шумилов, В.Г. Сантоцкий, Э.Д. Шумилова

О НЕОБХОДИМОСТИ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ ЛИНЕЙНЫХ ИЗОЛЯТОРОВ ДЛЯ РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНЫХ СЕТЕЙ 10-20 КВ

Стаття присвячена вибору конструкцій і розробці вимог до нових лінійних ізоляторів для розподільчих мереж 6-10-20 кВ, що забезпечують високу стійкість повітряних мереж до грозових перенапруг при прямих і індуктованих впливах блискавки. Підвищення грозостійкості ізоляторів дозволить скоротити перерви в електропостачанні споживачів і зменшити травматизм персоналу електричних мереж при відновлювальних роботах. Бібл. 11, табл. 2, рис. 1.

Ключові слова: повітряна лінія електропередачі, штирові ізолятори, опорно-стрижневі ізолятори, грозові перенапруги, електричний пробій, перекриття ізоляторів, перерви електропостачання, електробезпека, надійність.

Статья посвящена выбору конструкций и разработке требований к новым линейным изоляторам для распределительных сетей 6-10-20 кВ, обеспечивающих высокую устойчивость воздушных сетей к грозовым перенапряжениям при прямых и индуцированных воздействиях молнии. Повышение грозостойкости изоляторов позволит сократить перерывы в электроснабжении потребителей и уменьшит электротравматизм персонала электрических сетей при восстановительных работах. Библ. 11, табл. 2, рис. 1.

Ключевые слова: воздушная линия электропередачи, штыревые изоляторы, опорно-стержневые изоляторы, грозовые перенапряжения, электрический пробой, перекрытия изоляторов, перерывы электроснабжения, электробезопасность, надёжность.

Введение. В Украине воздушные линии электропередачи (ВЛ) класса напряжения 6 и 10 кВ являются наиболее протяженными. Их общая длина превышает 280000 км. Более 95 % ВЛ выполнено на опорах из железобетонных стоек. На всех опорах ВЛ установлены штыревые фарфоровые ШФ или стеклянные ШС изоляторы. Штыревые изоляторы соответствуют рекомендациям ИЕС и требованиям действующих стандартов, но во время эксплуатации на ВЛ повреждаются. По данным [1] до 60-70 % однофазных замыканий на землю (ОЗЗ) по причине «изоляция» происходит на опорах ВЛ из-за повреждения линейных штыревых изоляторов, остальные 30-40 % – из-за разрушения разрядников, повреждения изоляции на трансформаторных подстанциях и др.

Подавляющая часть электрических сетей 6, 10 кВ выполнена на опорах из железобетонных стоек, изготовленных из вибрированного железобетона, с креплением проводов с помощью штыревых фарфоровых или стеклянных изоляторов. В этих решениях заложены и недостаточный ресурс и невысокая надежность ВЛ-6-10 кВ. В 35 % случаев аварии случались из-за разрушения и электрического пробоя штыревых изоляторов в силовом узле.

При прямом ударе молнии в провод (DLS) при крутизне волны перенапряжения более 1600 кВ/мкс в головке изолятора происходит капиллярный пробой [2, 3], а при индуктированных перенапряжениях от близких ударов молнии (ИО) происходят перекрытия изоляторов [4]. В обоих случаях при определенных условиях искровой разряд молнии может перейти в дуговой, поддерживаемый рабочим напряжением. От термического воздействия дуги обычно откалывается/рассыпается головка изолятора. Возникает режим однофазного короткого замыкания (SPSC) [5, 6].

Режим SPSC на ВЛ-6-10 кВ может существовать без отключения ВЛ от 2-х до 6-ти и более часов. При этом по железобетонной опоре протекает емкостный ток 5-10 А, и в бетоне выгорают каверны, арматурная сталь начинает плавиться, наибольшее разрушение

бетона и арматуры происходит в месте заглубления опоры в земле. Разрушение бетона и арматуры приводит к непредвиденному падению опор, а по причине протекания емкостного тока вблизи опоры появляются опасные для жизни напряжения прикосновения и шаговое напряжение при приближении к опоре человека [7].

В письмах «Держгірпромнагляда України» №4824/0/41-8/6/13 и №2071/0/4.1-9.1/-6/14 указано: «Згідно з аналізом виробничого травматизму в енергетичній галузі у 2013 р. травмовано 171 особу, у тому числі 20 – зі смертельним наслідком. Основними видами подій, під час яких сталися нещасні випадки зі смертельним наслідком були: ураження електричним струмом та падіння потерпілого з висоти разом з опорою».

Режим SPSC также влияет на изоляцию другого оборудования электрической сети. Такое положение в украинских сетях 6, 10 кВ должно быть исправлено.

Целью работы является выбор конструкции и разработка требований к новым линейным изоляторам ВЛ 10-20 кВ, обеспечивающих высокую устойчивость к грозовым перенапряжениям при прямых и индуктированных воздействиях молнии.

Основные материалы исследований. В странах, где переход на железобетонные опоры сопровождался применением вместо штыревых изоляторов опорно-стержневых изоляторов подобных проблем нет и не было. В России и Белоруссии для повышения надежности распределительных сетей 6, 10 кВ в 2004-2009 гг. приступили к освоению и установке опорно-стержневых изоляторов (фарфоровых и полимерных) на замену штыревых [8].

Кардинальным решением проблемы снижения аварийности ВЛ 10-20 кВ в Украине будет установка вместо штыревых изоляторов – опорно-стержневых изоляторов (фарфоровых и/или полимерных). Их конструкция показана на рис. 1. Учитывая ведущиеся разработки по применению в украинских распределительных

© Ю.Н. Шумилов, В.Г. Сантоцкий, Э.Д. Шумилова

тельных сетях напряжения 20 кВ, в программу работ также включены изоляторы напряжением 20 кВ.

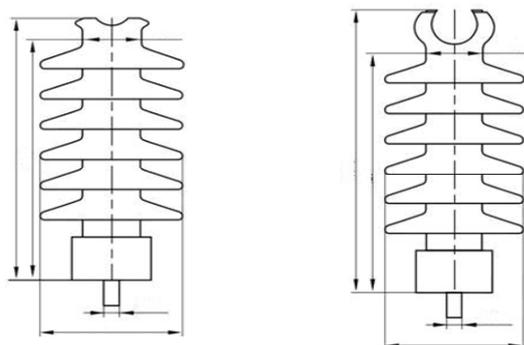


Рис. 1. Эскиз опорно-стержневого изолятора для ВЛ 10-20 кВ, варианты А и Б

Еще более эффективным решением будет применение изоляционных траверс. Применение траверс позволит намного повысить импульсную электрическую прочность, влагоразрядное напряжение изоляции и уменьшить вероятность перехода грозовых разрядов в дуговые.

За счет улучшения этих показателей возможно снизить удельное число отключений на ВЛ-6-10 кВ не менее чем в 7,6 раз (табл. 1).

Таблица 1

Удельное число отключений ВЛ-6-10 кВ, 1/100 км·100 г.ч. в безлесной зоне (оценка сверху) [4]

Изоляция	ВЛ-6кВ		ВЛ-10 кВ	
	N_{out_DLS}	N_{out_IO}	N_{out_DLS}	N_{out_IO}
ШС-10А	13,0	11,0	17,3	21,1
ШС-10В	13,0	8,0	17,3	15,4
ШС-10Г	13,9	9,4	18,5	23,1
ШФ-10Г	12,2	8,8	16,2	19,7
ШФ-20В	11,4	3,7	15,2	8,4
ШК-10	11,8	8,8	15,7	18,6
ЛК 70/10	12,4	9,9	16,5	21,7
Изолпр. траверса ТИ	3,6	0,5	4,3	1,1

Прим. DLS – прямой удар молнии; IO – индуктивные перенапряжения.

Для тупиковых и незакольцованных линий установка опорно-стержневых изоляторов либо траверс является практически единственным наиболее дешевым способом решения проблемы непредвиденного отключения электроэнергии потребителям и снижения электротравматизма и смерти людей. В Украине опорно-стержневые изоляторы для ВЛ-6-10 кВ не выпускаются.

В связи с этим Научно-проектный центр развития ОЭС Украины совместно с ПАО «Славянский завод высоковольтных изоляторов», на совещании 25 сентября 2017 г. рассмотрели техническую сторону вопроса разработки и освоения производства надежных конструкций опорно-стержневых изоляторов и траверс для ВЛ-10 кВ и ВЛ-20 кВ. Рассматривался вопрос разработки изоляторов и траверс в 2-х исполнениях – полимерных и фарфоровых, пригодных для использования как на ВЛ с изолированными проводниками, так и на ВЛ с защищенными проводниками.

Особое внимание было уделено требованиям к новым изоляторам. Рассмотрим эти вопросы.

Требование к нормированной изгибающей нагрузке. В каталогах на штыревые изоляторы ШФ-10-20 кВ и ШС-10-20 кВ указывается нормированная механическая сила на изгиб $F_{bend} = 12,5$ кН. Поясним обоснование величины $F_{bend} = 12,5$ кН. Это важно понимать при обосновании выбора F_{bend} для полимерных опорно-стержневых изоляторов.

Гарантированная разрушающая нагрузка на изгиб штырей и крючков по всем проектам не превышает 3 кН, а разрушающая нагрузка на опору с тремя изоляторами – не более 8 кН. Фарфоровые изоляторы с учетом возможной разнородности сырьевых материалов (глина, каолин, песок), условий обжига, хрупкости, непрогнозируемого старения конструировались с заранее завышенными характеристиками по прочности, чтобы гарантировать при эксплуатации необходимую (2-3 кН) прочность на изгиб. При этом на практике применяющийся полиэтиленовый колпачок между штырем и фарфоровым изолятором срывается при меньших нагрузках в результате изгиба штыря: на нагрузке порядка 1,5-2 кН.

По условиям проведения испытаний штыревых фарфоровых изоляторов на механическую нагрузку, изолятор со специальным высокопрочным стержнем (сталь 40Х, диаметр у основания – 40 мм) армируют глухой заделкой с помощью цементно-песчаной связки. Только при глухой арматуре со специальным стержнем, который не гнется при нагрузке 12,5 кН, удастся провести испытания.

То есть, в обычных условиях узел «изолятор – нормальный штырь» не выдерживает более 3 кН, поэтому применение на промежуточных опорах изоляторов с большей разрушающей нагрузкой экономически нецелесообразно и может привести к падению самой опоры, дополнительным затратам и времени на восстановление опоры. В случае же поломки изолятора при нагрузке (например, 4 кН) меньшей, чем прочность опоры (8 кН), электроснабжение можно быстро восстановить, заменив изолятор. При этом провод в большинстве случаев не падает на землю, так как остается висеть на сломанном изоляторе, если, конечно, прекращено воздействие нагрузки (например, причиной аварии было падение дерева) [9].

В проектах на железобетонные опоры предусматриваются максимальные тяжения в следующих значениях: 2; 4; 6; 8 кН. Нужен ли полимерный изолятор на нагрузку 12,5 кН? Такой изолятор будет достаточно дорогой. Мы считаем, что для массового применения целесообразно разработать два типоразмера изолятора: на нагрузки 4 кН и 8 кН. Они вполне обеспечат надежность при действующих в эксплуатации механических нагрузках.

Требования к грозоупорности. Для удовлетворения требований по высокой грозоупорности необходимо выполнить два условия:

1. Не допустить сквозного пробоя диэлектрика при прямых ударах молнии в провод.
2. Не допустить перекрытия изоляторов при индуктированных перенапряжениях с последующим переходом искрового разряда в дуговую.

Удовлетворение этих требований позволит исключить в воздушных линиях опасных режимов ОЗЗ по причине низкой грозоупорности изоляторов.

Для исключения пробоя необходимо увеличить толщину диэлектрика в изоляционной части (детали) изолятора, а для исключения перекрытия – увеличить разрядное расстояние по поверхности (расстояние между металлическими частями по воздуху). В обоих случаях цель достигается увеличением изоляционной высоты опорно-стержневого изолятора h .

Разрядное расстояние ℓ_d для опорных изоляторов определяется по известному выражению [10]:

$$U_{\text{imp.}+} = 670 \cdot \ell_d, \quad (1)$$

где $U_{\text{imp.}+}$ – воздействующее на изолятор импульсное напряжение от индуцированных волн при грозовом разряде (амплитудное значение), кВ_{max}; ℓ_d – разрядное расстояние, м.

Амплитудные значения импульсных перенапряжений $U_{\text{imp.}+}$ имеют статистическую природу. Экспериментальные законы распределения амплитуд индуцированных перенапряжений в сетях 6-10 кВ изучались в работе [4]. В ней показано, что на уровне вероятности $P(U_{\text{DLS}}) < 0,08 \div 0,05$ амплитудные значения $U_{\text{imp.}+}$ составляют 200-300 кВ_{max}.

Подставив эти значения в формулу (1), находим, что ℓ_d может быть принято в диапазоне 300-570 мм. Учитывая достаточно малую вероятность перекрытия при таких разрядных расстояниях ℓ_d , а также коэффициент перехода импульсного перекрытия в дугу 0,5-0,7 [4], опасная в линии ситуация, связанная с возникновением ОЗЗ при индуцированных перенапряжениях, будет сведена до минимума.

Для опорно-стержневых изоляторов 6-20 кВ соотношение ℓ_d равно примерно 1,2; поэтому при $\ell_d = 300-570$ мм толщина изоляционной детали по оси изолятора составит 250-475 мм. При таких толщинах внутренний пробой изоляторов маловероятен, то есть первое условие грозоупорности также выполняется.

На основании вышеприведенных разъяснений были сформулированы основные требования к опорно-стержневым изоляторам для воздушных линий 10-20 кВ, приведенные в табл. 2.

Таблица 2

Основные технические требования к опорно-стержневым изоляторам для ВЛ-10-20 кВ

Наименование показателя	Фарфоровые изоляторы		Полимерные изоляторы	
	10 кВ	20 кВ	10 кВ	20 кВ
Механическая сила на изгиб F_{bend} , кН	8	8	4	4
Разрядное расстояние ℓ_d , мм	400	450	400	450
Испытательное напряжение грозового импульса, кВ _{max}	280	300	280	300
Длина пути тока утечки (не менее), мм	700	700	700	700
Вероятность перекрытия при индуцированных перенапряжениях $P(U_{10})$, не более	0,08	0,075	0,05	0,075

Выводы.

1. Сформулированы основные технические требования к опорно-стержневым линейным изоляторам для ВЛ 10-20 кВ.

2. На ВЛ 10 кВ, расположенных в районах с повышенной грозовой деятельностью, рекомендуется при-

менять линейные опорно-стержневые изоляторы вместо штыревых. На ВЛ-20 кВ рекомендуется применять только опорно-стержневые изоляторы.

3. Применение на ВЛ-10-20 кВ опорно-стержневых изоляторов высокой грозоупорности существенно повысит электробезопасность и надежность электрооборудования потребителей.

4. Увеличенная в 2-3 раза стоимость опорно-стержневых изоляторов по сравнению с применяемыми будет компенсирована за счет эффектов от сокращения количества разрушаемых опор, ущерба от недоотпуска электроэнергии, от затрат при транспортировании и восстановлении разрушенных опор, моральной стороны от снижения несчастных случаев при поражении электрическим током в зоне аварийной ситуации.

5. Предлагаемые для ВЛ-10-20 кВ изоляторы могут быть использованы для крепления как голых так и защищенных проводов.

6. Исключение из конструкции наиболее слабых элементов – колпачков и штырей повысит надежность силового изоляционного узла.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сантоцкий В.Г. Некоторые результаты автоматической регистрации замыканий на землю в воздушных сетях 10 кВ // Информационный сборник института «Укрсильэнергопроект» «Розподільчі електромережі». – 2016. – №3-4. – С. 17-24.
2. Иерусалимов М.Е., Ильенко О.С., Козюра В.Н., Соколовский С.А. Исследование импульсных характеристик штыревых изоляторов // Техническая электродинамика. – 1983. – №5. – С.3-9.
3. Сантоцкий В.Г. Об остаточной электрической прочности штыревых изоляторов 10 и 20 кВ, пробитых грозовыми импульсами, и продолжительности их пребывания в электрической сети 10 кВ под рабочим напряжением // Тезисы рабочего совещания 4-й секции научного совета по теоретическим и электрофизическим проблемам повышения надежности и долговечности изоляции сетей с изолированной нейтралью. – Таллин, 1981. – 180 с.
4. Малышева Е.П. Повышение надежности распределительных сетей от 6 до 10 кВ на основе моделирования и усиления грозоупорности: дис. канд. техн. наук. – Новосибирск, 2006.
5. Арайс Р.Ж., Стелманис И.О. Эксплуатация электрических сетей сельской местности. – М.: «Энергия», 1977. – 280 с.
6. Федосенко Р.Я., Мельников А.Я. Эксплуатационная надежность электросетей сельскохозяйственного назначения. – М.: «Энергия», 1997. – 320 с.
7. Шерстобитов Р.М., Юндин М.А. Влияние однофазных замыканий на землю в сети ВЛ 10 кВ на надежность электрооборудования потребителей // Надежность и безопасность энергетики. – 2010. – №10. – С.63-66.
8. Номенклатура высоковольтных полимерных изоляторов. Основные линейные штыревые полимерные изоляторы для ВЛЭП 20 кВ. Каталог ЗАО «Арматурно-изоляционный завод». – Лыткарино, 2013.
9. Опорные линейные стержневые полимерные изоляторы. Режим доступа: <https://elektromontagnik.ru/lectures/part2/file/OLK.pdf>.
10. Синявский В.Н. Расчет и конструирование электрокерамических изоляторов. – М.: «Энергия», 1977. – 192 с.
11. Sangkasaad S. Research and experience with new insulator technologies in Thailand // Proceeding of 2001 World insulator congress: applying new technologies for better reliability and lower costs. – Shanghai, 2001. – pp. 154-167.

REFERENCES

1. Santotskiy V.G. Some results of automatic detection of ground faults in 10 kV air grids. *Information collection of the UkrSilEnergoProject Institute «Distribution Grids»*, 2016, no.3-4, pp. 17-24. (Rus).
 2. Ierusalimov M.Ye., Il'yenko O.S., Kozyura V.N., Sokolovskiy S.A. Investigation of impulse characteristics of pin insulators. *Technical electroynamics*, 1983, no.5, pp. 3-9. (Rus).
 3. Santotskiy V.G. On the residual electrical strength of 10 and 20 kV pin insulators, pierced by lightning impulses, and the duration of their stay in the 10 kV electric grid under operating voltage. *Abstracts of the workshop of the 4th Section of the Scientific Council on Theoretical and Electrophysical Problems of Increasing the Reliability and Durability of Isolating Networks with Isolated Neutral*. USSR, Tallin, 1981. 180 p. (Rus).
 4. Malysheva Ye.P. *Povysheniye nadezhnosti raspredelitel'nykh setey ot 6 do 10 kV na osnove modelirovaniya i isleniya grozoupornosti*. Diss. cand. techn. nauk [Increase of reliability of distribution networks from 6 to 10 kV on the basis of modeling and strengthening of lightning resistance. Cand. tech. sci. diss.]. Novosibirsk, 2006. (Rus).
 5. Arays R.Zh., Stelmanis I.O. *Ekspluatatsiya elektricheskikh setey sel'skoy mestnosti*. [Operation of rural electric grids]. Moscow, Energiya Publ., 1977. 280 p. (Rus).
 6. Fedoseyenko R.Ya., Melnikov A.Ya. *Ekspluatatsionnaya nadezhnost elektrosetey selskokhozyaystvennogo naznacheniya*. [Operational reliability of agricultural grids]. Moscow, Energiya Publ., 1997. 320 p. (Rus).
 7. Sherstobitov R.M., Yundin M.A. Influence of single-phase earth faults in the 10 kV overhead line on reliability of power supply to consumers. *Safety & Reliability of Power Industry*, 2010, no.10, pp. 63-66. (Rus).
 8. *The nomenclature of high-voltage polymer insulators. The main linear pin polymer insulators for VLEP 20 kV*. Catalog of ZAO «Rebar-insulator plant». Lytkarino, 2013. (Rus).
 9. *Supporting linear rod polymeric insulators*. Available at: <https://elektro-montagnik.ru/lectures/part2/file/OLK.pdf> (accessed 02 May 2013). (Rus).
 10. Sinyavskiy V.N. *Raschet i konstruirovaniye elektrokeramicheskikh izolyatorov*. [Calculation and construction of electroceramic insulators]. Moscow, Energiya Publ., 1977. 192 p. (Rus).
 11. Sangkasaad S. Research and experience with new insulator technologies in Thailand. *Proceeding of 2001 World insulator congress: applying new technologies for better reliability and lower costs*. Shanghai, 2001, pp. 154-167.
- Поступила (received) 10.11.2017*
- Шумилов Юрий Николаевич¹, д.т.н., проф., Сантоцкий Виктор Григорьевич², в.ед. инж., Шумилова Эмилия Дмитриевна³, к.т.н., доц.,*
¹ ПАО «Славянский завод высоковольтных изоляторов», 84105, Донецкая обл., Славянск, ул. Краматорская, 79, тел/phone +380 95 1813515, e-mail: sumilovurij2@gmail.com
² Научно-проектный центр развития ОЭС Украины, 04112, Киев, ул. Дорогожицкая, 11/8, тел/phone +380 95 2757375, e-mail: npcr-kanc@ua.energy
³ Донбасский Государственный педагогический университет, 84116, Донецкая обл., Славянск, ул. Г. Батюка, 19, e-mail: shumilov3@ukr.net

Yu.N. Shumilov¹, V.G. Santotskiy², E.D. Shumilova³

¹ PSC «Slavyansk High Voltage Insulators Works», 79, Kramatorskaya Str., Slavyansk, Donetsk Reg., 84105, Ukraine.

² Research & Design Center for development of the IPS of Ukraine,

11/8, Dorohozhytska Str., Kyiv, 04112, Ukraine.

³ Donbass State Pedagogical University,

19, G. Batyuka Str., Slavyansk, Donetsk Reg., 84116, Ukraine.

On the need to increase the reliability of linear insulators for distribution networks 10-20 kV.

Introduction. In Ukraine high voltage overhead distribution lines (OL) of class 6 and 10 kV are the most extended. Their total length exceeds 280,000 km. More than 95% of the lines are made on line supports from reinforced concrete racks. On all poles of the overhead line, pin insulators are installed. According to the data of operation experience, up to 60-70% of single-phase earth (SPE) faults due to «insulation» occurs on VL supports due to damage to line pin insulators, mainly during the thunderstorm period. **Problem.** Insufficient reliability of pin insulators leads to interruptions in power supply, accidents on the line, accidents in the area of reinforced concrete poles, where in the case of insulator damages, a long process of SPE occurs. **Goal.** The purpose of the work is to select the design and develop requirements for new linear insulators of 10-20 kV overhead lines that provide high resistance to lightning overvoltages with direct and inductive effects of lightning. **Methodology.** The research methodology consists in analyzing operational experience, calculating insulator parameters and laboratory tests. **Results.** Using statistical data on lightning parameters and data on mechanical loads on insulators, the main dimensions of line post insulators have been determined that will ensure their reliable operation under conditions of intense thunderstorm activity and extreme ice and wind loads. **Conclusions.** The main technical requirements for line post insulators for 10-20 kV distribution lines were formulated. On the 10 kV OL located in areas with increased thunderstorm activity it is recommended to use line post insulators instead of pin-type ones. On the OL-20 kV it is recommended to use only line post insulators. The use of high-lightning-resistant line post insulators on OL-10-20 kV will significantly increase the electrical safety and reliability of power supply to consumers. Increased by 2-3 times the cost of line post insulators in comparison with those used will be compensated for by the effects of reducing the number of collapsible supports, damage from under-supply of electricity, labor costs during transportation and restoration of destroyed supports, the moral side of reducing accidents in case of electric shock in the emergency zone. The insulators offered for OL-10-20 kV can be used for fixing both bare and protected wires. The exclusion from the design of the weakest elements – polyethylene caps and metal pins will increase the reliability of the power isolation unit. References 11, tables 2, figures 1.

Key words: overhead power line, pin insulators, line post insulators, lightning over voltages, electrical breakdown, flashover of insulator, power supply interruptions, electrical safety, reliability.

Д.Г. Коліушко, С.С. Руденко

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНЕ ОБҐРУНТУВАННЯ МЕТОДИКИ РОЗРАХУНКУ НОРМОВАНИХ ПАРАМЕТРІВ ЗАЗЕМЛЮВАЛЬНОГО ПРИСТРОЮ НА ОСНОВІ ТРИШАРОВОЇ МОДЕЛІ ҐРУНТУ

Проведено аналіз можливості застосування розробленої методики визначення нормованих параметрів заземлювального пристрою, розташованого в тришаровому ґрунті, шляхом порівняння результатів експериментальних вимірів з розрахунковими значеннями для діючих високовольтних підстанцій України. Показано, що середня похибка розрахунку значення опору заземлювального пристрою знизилася з 18 % для двошарової моделі ґрунту до менше 10 % для тришарової моделі. Порівняння розрахункових та експериментально визначених значень напруги дотику показало високу ступінь їх співпадіння. Бібл. 10, табл. 4, рис. 3.

Ключові слова: заземлювальний пристрій, опір, напруга дотику, тришарова модель ґрунту.

Выполнен анализ возможности применения разработанной методики определения нормируемых параметров заземляющего устройства, расположенного в трехслойном грунте, путем сравнения результатов экспериментальных измерений с расчетными значениями для действующих высоковольтных подстанций Украины. Показано, что средняя погрешность определения значения сопротивления заземляющего устройства снизилась с 18 % для двухслойной модели до менее 10 % для трехслойной модели. Сравнение расчетных и экспериментально определенных значений напряжения прикосновения показало высокую степень их совпадения. Библ. 10, табл. 4, рис. 3.

Ключевые слова: заземляющее устройство, сопротивление, напряжение прикосновения, трехслойная модель грунта.

Постановка проблеми. Визначення значень нормованих параметрів (НП) заземлювальних пристроїв (ЗП) діючих електричних станцій та підстанцій, а саме напруги дотику, напруги на ЗП та опору ЗП [1, 2] експериментальним шляхом, як правило, призводить до суттєвих труднощів (відсутність вільної ділянки для виносу вимірювальних електродів на достатню відстань, комунікації, які виходять за межі електроустановки, неможливість виконання вимірів при реальному струмі замикання на землю). Тому нормативними документами [2] передбачається можливість використання експериментально-розрахункових методів [3-7]. Основним способом контролю стану ЗП наразі є електромагнітна діагностика (ЕМД), яка включає в себе експериментальний і розрахунковий етапи, а також етап розробки рекомендацій для приведення ЗП у відповідність до вимог нормативних документів. На першому етапі визначається реальна схема розташування ЗП, корозійний стан та переріз горизонтальних заземлювачів (ГЗ), проводиться вертикальне електричне зондування та вимірюються електричні параметри ЗП для подальшого розрахунку. На другому етапі проводиться інтерпретація результатів ВЕЗ з метою визначення структури та питомого електричного опору (ПЕО) і товщини шарів ґрунту, та розрахунок НП ЗП в режимі однофазного замикання на землю. На даний час найбільш розповсюдженими для розрахунку НП є програми, які базуються на математичній моделі ЗП, розташованого у двошаровому ґрунті [6].

В [8], на основі статистичної бази даних з дослідження понад 600 енергооб'єктів України, показано, що ґрунт в місцях їх розташування в більшості випадків має тришарову структуру (72,7 %), іноді двошарову (близько 8,7 %) або ж має понад три шари (близько 19 %). Виходячи з цього, з метою підвищення точності розрахунку, авторами була запропонована математична модель нееквіпотенційного ЗП, розташованого в тришаровому ґрунті, [9] та розроблена нова методика розрахунку на її основі.

Однак розроблена методика розрахунку НП ЗП на основі тришарової моделі ґрунту не має експериментального обґрунтування, що обмежує її практичне застосування.

Метою роботи є експериментальне обґрунтування методики розрахунку нормованих параметрів заземлювальних пристроїв на основі тришарової моделі ґрунту.

Матеріали дослідження. Перевірка методики розрахунку проводилася шляхом порівняння результатів експериментальних досліджень для діючих високовольтних енергооб'єктів України з отриманими розрахунковими значеннями.

Для реалізації методики розрахунку була розроблена тестова версія програмного комплексу «LiGro» з визначення НП ЗП діючих електричних станцій та підстанцій при тришаровій структурі ґрунту. Від існуючих програм [3-7] вказаний програмний комплекс відрізняє:

- врахування тришарової структури ґрунту при збереженні тривалості розрахунку на рівні двошарових моделей;
 - розрахунок електричного поля відбувається на основі рішення задачі про потенціал поля точкового джерела струму у тришаровому напівпросторі;
 - врахування нееквіпотенційності заземлювачів;
 - можливість довільної орієнтації заземлювача.
- Перевірку відповідності методики розрахунку експериментальним даним виконаємо за критеріями:
- порівняння експериментально визначеного та розрахованого значення опору ЗП (R_G);
 - порівняння експериментально визначеного та розрахованого значення напруги дотику на декількох обраних одиницях обладнання підстанції (U_t).

Аналіз результатів визначення опору ЗП. Для проведення аналізу була використана база даних з результатів ЕМД стану ЗП 70 електричних підстанцій класом напруги 35 кВ, розташованих на півночі Укра-

їни. Вибір цієї групи енергооб'єктів пояснюється наступним чином:

- вимірювання проводилися в однакових погодних умовах;
- підстанції розташовані на відкритій місцевості й не мають гальванічного зв'язку з промисловими об'єктами (що забезпечує точність вимірювань), крім ПС №12 (див. табл. 1);
- наявність вільної від підземних комунікацій ділянки навколо об'єктів, що дозволило отримати криві ВЕЗ з достатньою точністю інтерпретації (відхилення розрахункових кривих ВЕЗ від експериментальних значень не перевищувало 10 %);
- ґрунти місцевості, де розташовані об'єкти мають широкий діапазон значень ПЕО й дозволяють оцінити всі типи ґрунтів (наприклад, мінімальне й максимальне значення ПЕО першого шару лежить в діапазоні від 17 Ом·м до 5690 Ом·м).

Таблиця 1
Результати експериментального та розрахункового визначення R_G

Номер ПС	R_{Ge} , Ом	R_{G2} , Ом	R_{G3} , Ом	Номер ПС	R_{Ge} , Ом	R_{G2} , Ом	R_{G3} , Ом
№1	0,620	0,5953	0,644	№36	5,600	6,133	5,527
№2	0,700	0,749	0,7349	№37	1,170	1,236	1,346
№3	1,270	2,084	1,530	№38	1,000	0,7291	0,7756
№4	0,750	0,7149	0,684	№39	0,560	0,5375	0,5917
№5	1,160	1,304	1,218	№40	1,000	0,8848	0,9036
№6	0,990	0,9278	0,9138	№41	1,150	1,250	1,227
№7	0,955	1,152	1,252	№42	9,700	9,000	8,372
№8	0,600	0,5419	0,6788	№43	1,330	2,428	1,467
№9	0,814	0,9386	0,9175	№44	2,600	2,918	2,662
№10	1,060	1,607	1,396	№45	0,760	0,8873	0,898
№11	1,120	1,244	1,206	№46	0,898	1,29	0,9515
№12	0,394	0,6461	0,6448	№47	1,790	1,862	1,792
№13	2,370	2,318	2,465	№48	1,250	1,796	1,491
№14	0,960	0,5622	0,764	№49	0,500	0,523	0,5225
№15	0,710	0,6598	0,5931	№50	2,000	2,526	2,524
№16	0,870	0,4934	0,7422	№51	0,530	0,7412	0,8197
№17	0,697	0,6848	0,7046	№52	0,622	0,541	0,6842
№18	0,873	0,7781	0,828	№53	0,990	0,8837	0,8393
№19	0,775	0,882	0,849	№54	0,670	0,8287	0,9077
№20	0,600	0,6185	0,6017	№55	1,100	0,8556	0,9265
№21	7,200	8,216	7,543	№56	0,950	1,575	1,032
№22	1,200	1,459	1,316	№57	0,630	0,6615	0,63
№23	0,840	1,579	0,961	№58	0,441	0,5143	0,4982
№24	1,088	1,398	1,233	№59	3,810	3,969	3,802
№25	0,790	0,7408	0,7919	№60	2,800	2,840	2,833
№26	0,875	1,024	1,111	№61	1,740	1,932	1,731
№27	0,605	0,5522	0,560	№62	10,10	9,591	10,1
№28	1,370	1,661	1,372	№63	0,680	0,7406	0,694
№29	0,900	0,9658	0,9637	№64	0,870	0,9517	1,006
№30	2,600	2,25	2,746	№65	1,060	1,453	1,136
№31	0,300	0,3829	0,327	№66	2,236	2,171	2,173
№32	0,500	0,517	0,4815	№59	0,530	0,5849	0,64
№33	21,10	17,66	23,66	№68	0,986	1,28	1,182
№34	0,610	0,6879	0,6903	№69	0,610	0,7621	0,7084
№35	1,290	1,073	1,220	№70	0,560	0,5695	0,5713

При виконанні досліджень було порівняно експериментально виміряні значення опору ЗП R_{Ge} з отриманими розрахунковим способом R_{G2} та R_{G3} за допомогою методики визначення НП ЗП, розташова-

ного в двошаровому ґрунті, (програмний комплекс «Grounding 1.0») [6], та розробленої авторами в [9] для ЗП, розташованого в тришаровому ґрунті (програмний комплекс «LiGro»). В табл. 1 зведено результати вимірів R_{Ge} , розрахунку двошаровою R_{G2} та тришаровою моделлю R_{G3} відповідно.

Слід відмітити, що для досить значної кількості підстанцій (28,5 %) характерним виявився чотиришаровий ґрунт і для виконання розрахунків довелося застосовувати методику еквівалентування з приведенням існуючої структури ґрунту до розрахункових дво- та тришарових моделей. Зокрема це справедливо для підстанцій №7 – №10, №24 – №28, №37, №52 – №61 (див. табл. 1). ЗП підстанції №50 розташовано у п'ятишаровому ґрунті. Для всіх інших енергооб'єктів характерною є тришарова структура ґрунту, тому при розрахунку за допомогою «LiGro» використовувалась вихідна структура ґрунту, а при моделюванні за допомогою «Grounding 1.0» в усіх випадках застосовувалась методику еквівалентування.

Як видно з результатів, наведених в табл. 1 для більшості випадків (71 %) похибка розрахунку за допомогою моделі з тришаровою структурою ґрунту програмного комплексу «LiGro» δ_3 є меншою у порівнянні з похибкою δ_2 (розрахунок за допомогою двошарової моделі «Grounding 1.0»). Крім того, слід відзначити, що для тришарової моделі (близько 74 %) похибка є додатною величиною. Це пов'язано з тим, що при моделюванні не було враховано наявність природних заземлювачів (фундаментів обладнання та тросових блискавковідводів, приєднання ЗП до зовнішньої металевої огорожі тощо).

Проте для трьох підстанцій фіксується значна похибка ($\delta_3 > 35\%$) при розрахунку опору ЗП. Тому для перевірки результатів визначення опору ЗП (а саме модуля значення похибки δ_3) на наявність у вибірці випадкових значень, що різко відрізняються, було використано критерій Граббса [10]. При цьому рівень статистичної значущості для визначення табличного значення критерію становив 0,05.

В результаті аналізу поетапно з об'єму вибірки були виключені результати визначення опору ЗП для підстанцій №12, №51 та №54.

З фізичної точки зору значне відхилення розрахункових та експериментальних даних для підстанції №54 пояснюється впливом методичної похибки, яка виникла при використанні методики еквівалентування для приведення чотиришарової структури ґрунту до розрахункової тришарової. А в двох інших випадках – виносом потенціалу за межі електроустановки: для підстанції №12 по кабелям, а для підстанції №51 по двом тросовим блискавковідводам, які в свою чергу приєднані до металічних опор повітряних ліній класом напруги 35 кВ й є природними додатковими заземлювачами.

Результати аналізу для вибірки з 67 об'єктів (без врахування виключених підстанцій) наведено в табл. 2.

Як видно з табл. 2, методика розрахунку нееквівалентного ЗП, розташованого у тришаровому ґрунті, й реалізована у вигляді програмного комплексу «LiGro», має значно меншу середню похибку (в 1,8 рази) при визначенні опору ЗП у порівнянні з двошаровою моделлю [6].

Таблиця 2

Порівняння точності визначення опору ЗП
для 67 підстанцій

Тип моделі	Середня похибка δ , %	Кількість підстанцій, які потрапили в діапазон похибки, шт.			
		$\pm 5\%$	$\pm 10\%$	$\pm 15\%$	$\pm 20\%$
Двошарова «Grounding 1.0»	18,22	14	28	41	47
Тришарова «LiGro»	9,91	22	40	50	59

Також для розробленої методики розрахунку НП ЗП, розташованого в тришаровому ґрунті, фіксується більша кількість потраплянь експериментально визначених значень в припустимі діапазони похибки (в середньому на 31 %). Особливо це характерно для діапазонів $\pm 5\%$ та $\pm 10\%$, де кількість таких потраплянь збільшилась на 57 % та на 42 % відповідно.

Аналіз результатів визначення напруги дотику. Перевірка базувалася на порівнянні значень напруги дотику на декількох обраних одиницях обладнання підстанцій при імітації однофазного замикання на землю. Аналіз проведено на трьох підстанціях класом напруги 110(150) кВ. При цьому було використано традиційну методику набору експериментальних даних для оцінки адекватності математичних моделей ЗП, котра наведена в [6]. Підстанції були обрані таким чином, щоб кожна з них мала один з найбільш поширених типів ґрунту: Q, H та K, які становлять понад 99 % всіх тришарових ґрунтів України в місцях розташування енергооб'єктів. Ґрунт типу A не розглядався, так як він зустрічається менше ніж в 1 % випадків [8].

На рис. 1-3 наведено схеми розташування ЗП для вказаних підстанцій. Товстою чорною лінією позначено горизонтальні заземлювачі, точками – заземлювальні провідники, що з'єднують обладнання з заземлювачем, а також показано назви обладнання на якому проводилося вимірювання QS-1–QS-6 та силові трансформатори 1Т та 2Т.

Результатом розрахунку є максимальне і мінімальне значення напруги дотику по радіусу 0,8 м навколо точки дослідження.

Оцінка результатів розрахунку проводилася наступним чином: експериментально виміряне значення напруги дотику U_t мало опинитися в інтервалі між мінімальним і максимальним розрахунковим значенням для відповідної точки. В табл. 3 наведено результати порівняння U_t для роз'єднувачів підстанцій ПС №1, ПС №2 та ПС №3. Опір основи (пластини) R_o – експериментально визначене значення згідно з [6], яке необхідне для розрахунку та є власною характеристикою для кожної точки:

$$U_t = \left| \varphi_{k0} - \varphi_{0,8} \right| \frac{R_{body}}{R_{body} + R_o}, \quad (1)$$

де φ_{k0} – потенціал на k -й одиниці обладнання, $\varphi_{0,8}$ – потенціал на поверхні ґрунту, визначений за результатами обчислень, по радіусу 0,8 м навколо k -ої одиниці обладнання; R_{body} – опір тіла людини 1 кОм [6].

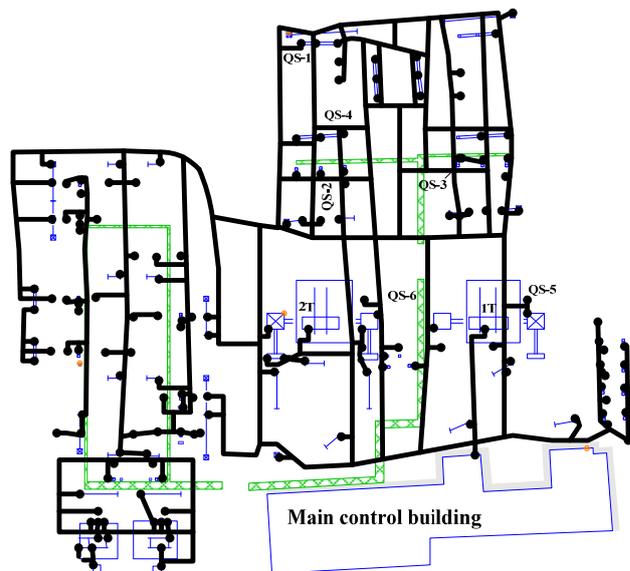


Рис. 1. Схема ЗП діючої підстанції ПС №1 класом напруги 150 кВ в центральній частині України

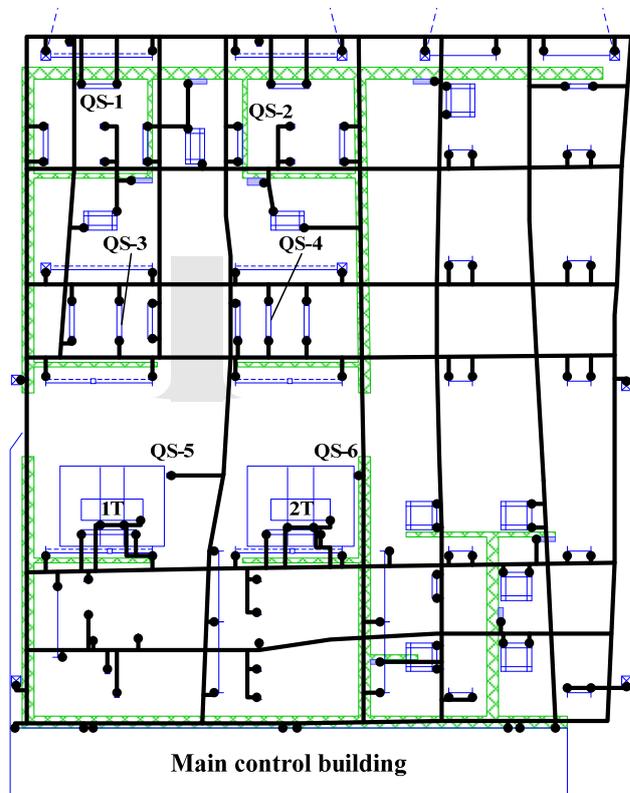


Рис. 2. Схема ЗП діючої підстанції ПС №2 класом напруги 110 кВ в центральній частині України

Вихідні дані для розрахунку (параметри заземлювача, питомий електричний опір шарів ґрунту ρ та їх товщини h , та величина вимірювального струму) наведені в табл. 4.

Для ПС №1 та ПС №3 експериментально визначене значення напруги дотику для всіх точок (тобто в 100 % випадків) лежить в розрахунковому діапазоні.

Для ПС №2 експериментально визначене значення напруги дотику для 5 точок з 6 (тобто в 83,3 % випадків) лежить в розрахунковому діапазоні, а для обладнання QS-4 відхилення найближчого розрахункового значення від U_t складає – 20,8 %. Для вказаної

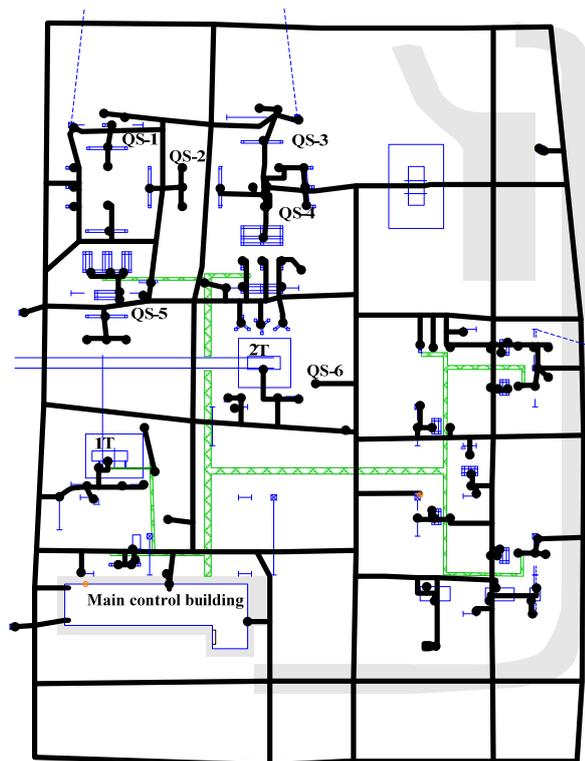


Рис. 3. Схема ЗП діючої підстанції ПС №3 класом напруги 150 кВ на півдні України

Таблиця 3
Порівняння експериментального та розрахункового значення напруги дотику

Назва об'єкту	Умовна назва об'єкта	Результати експерименту		Результати розрахунку		Потрапляння в діапазон визначення U_t
		U_b , мВ	R_{os} , Ом	$U_{t\max}$, мВ	$U_{t\min}$, мВ	
ПС №1	QS-1	20	273	21,40	16,10	+
	QS-2	19	92	21,40	18,40	+
	QS-3	30	130	30,50	25,40	+
	QS-4	18	213	19,90	14,00	+
	QS-5	35	162	51,35	32,50	+
	QS-6	42	114	58,00	41,90	+
ПС №2	QS-1	33	38	34,6	19,5	+
	QS-2	17	42	24,0	16,2	+
	QS-3	16	61	20,3	15,2	+
	QS-4	13	87	21,5	15,7	-
	QS-5	24	123	31,1	23,1	+
	QS-6	38	116	61,4	36,5	+
ПС №3	QS-1	95	266	97,5	78,13	+
	QS-2	117	239	120,1	85,20	+
	QS-3	99	315	99,3	65,60	+
	QS-4	190	252	238,4	129,70	+
	QS-5	60	298	70,8	56,60	+
	QS-6	107	1169	259,0	106,80	+

Таблиця 4
Вихідні дані для розрахунку напруги дотику

Параметр:	ПС №1	ПС №2	ПС №3
Поперечний переріз ГЗ, мм	штаба 20×6	штаба 40×4	пруток Ø16
ρ_1 , Ом·м	92,5	42	150
ρ_2 , Ом·м	61	3,3	43
ρ_3 , Ом·м	13	22	12
h_1 , м	0,9	0,3	0,3
h_2 , м	3,2	5,3	9,8
Вимірювальний струм I_t , А	4,76	4,76	4,76

точки таке відхилення можна пояснити відмінністю поперечного перерізу локального заземлювача, його корозійним зносом або складною трасою пролягання заземлювача (глибина залягання є змінною, а сам заземлювач має не пряму, а довільну форму на відстані менше 0,2 м, що неможливо визначити). Для врахування цього необхідно проводити додаткові дослідження з внесенням відповідних результатів у розрахункову модель. Проте близькість експериментального значення до розрахункового для цієї точки та потрапляння в розрахунковий діапазон для інших точок дає змогу зробити висновок про адекватність моделі для ЗП даної підстанції.

Таким чином, загальне потрапляння у розрахунковий діапазон спостерігається у 17 точок з 18, що становить 94,4 %.

Результати виконаних досліджень підтверджують адекватність розробленої методики розрахунку ЗП на основі тришарової моделі ґрунту, експериментальним значенням напруги дотику, отриманим при імітації однофазного замикання на землю на реальних ЗП, які знаходяться в експлуатації.

Висновки.

1. Обґрунтована адекватність методики розрахунку нормованих параметрів заземлювального пристрою на основі тришарової моделі ґрунту шляхом порівняння результатів експериментальних досліджень для діючих високовольтних енергооб'єктів України з результатами розрахунку.

2. Показано, що розроблена методика розрахунку дозволяє підвищити точність визначення нормованих параметрів заземлювальних пристроїв. При цьому середня похибка визначення опору заземлювальних пристроїв не перевищує 10 %, а при визначенні напруги дотику фіксується потрапляння у розрахунковий діапазон для 94 % експериментальних точок.

3. Отримані результати дозволяють використовувати розроблену методику розрахунку для створення програмних засобів з визначення нормованих параметрів заземлювальних пристроїв довільної конфігурації, розташованого в тришаровому ґрунті.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

- IEEE Standard 81-2012. IEEE Guide for measuring Earth resistivity, ground impedance, and Earth surface potentials of a grounding system. Amended by 2012-12-28. – New York: IEEE, 2012. – 86 p. doi: 10.1109/ieeestd.2012.6392181.
- Випробування та контроль пристроїв заземлення електроустановок. Типова інструкція. СОУ 31.2-21677681-19:2009 – [Чинний від 2010-03-29]. – К.: Мінпаливенерго України, 2010. – 54 с. – (Національний стандарт України).
- Tabatabaei N.M., Mortezaei S.R. Design of grounding systems in substations by ETAP intelligent software // International Journal on «Technical and Physical Problems of Engineering» (IJTPE). – 2010. – iss.2. – vol.2. – no.1. – pp. 45-49.
- Turri R., Andolfato R., Cuccarollo D. A numerical simulation tool for cathodic protection and electromagnetic interference analysis // NACE Milano Italia Section – Conference & Expo 2016 «A European event for the Corrosion Prevention of Oil&Gas industry». – 17 p. – Режим доступу: https://www.researchgate.net/publication/303685228_A_NUMERICAL_SIMULATION_TOOL_FOR_CATHODIC_PROTECTION_AND_ELECTROMAGNETIC_INTERFERENCE_ANALYSIS.

5. Zubov K.N. *Sovershenstvovanie raschetnykh metodov molnieszashchity i zazemlyayushchikh ustroystv v neodnorodnykh gruntakh*: дис. канд. техн. наук: спец. 05.09.03. – Вологда, 2011. – 158 с.

6. Колиушко Д.Г. *Совершенствование диагностики заземляющих устройств электроэнергообъектов*: дис. канд. техн. наук: спец. 05.11.13. – Харьков, 2003. – 172 с.

7. Unde M.G., Kushare B.E. Grounding grid performance of substation in two layer soil – a parametric analysis // *International Journal of Engineering Sciences & Emerging Technologies*. – 2012. – vol.1. – no.2. – pp. 69-76. doi: **10.7323/ijeset/v1_i2_8**.

8. Колиушко Д.Г., Руденко С.С., Колиушко Г.М. Электрофизические характеристики грунта в местах расположения энергообъектов Украины // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2015. – № 3. – С. 67-72. doi: **10.20998/2074-272X.2015.3.10**.

9. Колиушко Д.Г., Руденко С.С. Математическая модель заземляющего устройства энергообъекта при наличии подстилающего слоя // *Электронное моделирование*. – 2014. – Т.36. – №2. – С. 89-97.

10. International Organization for Standardization. ISO 5725-2: 1994: Accuracy (Trueness and Precision) of Measurement Methods and Results-Part 2: Methods for the Determination of Repeatability and Reproducibility. International Organization for Standardization, 1994.

REFERENCES

1. IEEE Standard 81-2012. IEEE Guide for measuring Earth resistivity, ground impedance, and Earth surface potentials of a grounding system. [Amended by 2012-12-28]. New York: IEEE, 2012. 86 p. doi: **10.1109/ieeestd.2012.6392181**.

2. *Natsional'nyy standart Ukrainy. SOU 31.2-21677681-19:2009. Viprobuvannya ta kontrol' prystroyiv zazemlennya elektroustanovok. Tipova instruktsiya*. [National Standard of Ukraine SOU 31.2-21677681-19:2009. Test and control devices, electrical grounding. Standard instruction]. Kyiv, Minenergovugillya Ukrainy Publ., 2010. 54 p. (Ukr).

3. Tabatabaei N.M., Mortezaei S.R. Design of grounding systems in substations by ETAP intelligent software. *International Journal on «Technical and Physical Problems of Engineering» (IJTPE)*, 2010, iss.2, vol.2, no.1, pp. 45-49.

4. Turri R., Andolfato R., Cuccarollo D. A numerical simulation tool for cathodic protection and electromagnetic interference analysis. *NACE Milano Italia Section – Conference & Expo 2016 «A European event for the Corrosion Prevention of Oil&Gas industry»*. 17 p. Available at: https://www.researchgate.net/publication/303685228_A_NUMERICAL_SIMULATION_TOOL_FOR_CATHODIC_PROTECTION_AND_ELECTROMAGNETIC_INTERFERENCE_ANALYSIS (accessed 22 September 2016).

5. Zubov K.N. *Sovershenstvovanie raschetnykh metodov molnieszashchity i zazemlyayushchikh ustroystv v neodnorodnykh gruntakh*. Diss. cand. techn. nauk [Improved computational methods for lightning protection and grounding devices in heterogeneous soil. Cand. tech. sci. diss.]. Vologda, 2011. 158 p. (Rus).

6. Koliushko D.G. *Sovershenstvovanie diagnostiki zazemlyayushchikh ustroystv elektroenergoob"ektov*. Diss. cand. techn. nauk [Improving the diagnosis of grounding devices for electric power objects. Cand. tech. sci. diss.]. Kharkov, 2003. 172 p. (Rus).

7. Unde M.G., Kushare B.E. Grounding grid performance of substation in two layer soil – a parametric analysis. *International Journal of Engineering Sciences & Emerging Technologies*, 2012, vol.1, no.2, pp. 69-76. doi: **10.7323/ijeset/v1_i2_8**.

8. Koliushko D.G., Rudenko S.S., Koliushko G.M. Analysis of electrophysical characteristics of grounds in the vicinity electrical substation of Ukraine. *Electrical engineering & electromechanics*, 2015, no.3, pp. 67-72. (Rus). doi: **10.20998/2074-272X.2015.3.10**.

9. Koliushko D.G., Rudenko S.S. Mathematical model of grounding connection of a power plant with under layer. *Electronic modeling*, 2014, vol.36, no.2, pp. 89-97. (Rus).

10. International Organization for Standardization. ISO 5725-2: 1994: Accuracy (Trueness and Precision) of Measurement Methods and Results-Part 2: Methods for the Determination of Repeatability and Reproducibility. International Organization for Standardization, 1994.

Поступила (received) 10.12.2017

Коліушко Денис Георгійович¹, к.т.н., с.н.с.,
 Руденко Сергій Сергійович¹, м.н.с.,
¹Національний технічний університет
 «Харківський політехнічний інститут»,
 61002, Харків, вул. Кирпичова, 2,
 e-mail: nio5_molnija@ukr.net

D.G. Koliushko¹, S.S. Rudenko¹
¹National Technical University «Kharkiv Polytechnic Institute»,
 2, Kyrpychova Str., Kharkiv, 61002, Ukraine.

Experimental substantiation of the calculation procedure of normalized parameters of grounding device based on the three-layer soil model.

Purpose. Experimental substantiation of the possibility of using the calculation procedure of normalized parameters grounding devices on the basis of a three-layer model soil. **Methodology.** The research was based on comparison of the results of experimental measurements for the existing high voltage energy facilities of Ukraine with the results of the calculation. **Results.** Comparison showed that the average error decreased from 18 % for the two-layer model to 10 % for the three-layer model. The analysis of the calculated and experimentally determined values of the touch voltage showed a high degree of coincidence. **Originality.** The adequacy of the calculation procedure of the normalized parameters of the grounding device for model with three-layer soil is substantiated by the results of experimental research on the existing energy objects. **Practical value.** The obtained results allow us to use calculation procedure to create software to determine with increased accuracy the normalized parameters of grounding device located in three-layer soils. References 10, tables 4, figures 3.

Key words: grounding device, resistance, touch voltage, three-layer soil model.

МИХАЙЛОВ ВАЛЕРИЙ МИХАЙЛОВИЧ

(к 75-летию со дня рождения)

Валерий Михайлович родился 7 января 1943 года в городе Ижевске. С 1944 года и по настоящее время проживает в городе Харькове. Окончив в 1957 году семь классов школы, поступил учиться в Харьковский электромеханический техникум по специальности «Электрические аппараты». На протяжении всего обучения опытные педагоги не только давали фундаментальные знания, но и прививали любовь к таким предметам, как математика, физика, электротехника, умение учиться и желание постигать новые горизонты науки. Именно в это время под руководством талантливого педагога Суламыфи Иосифовны Шульман в нем формируются базовые качества исследователя. После окончания техникума в 1961 году и поступления на специальность «Электрические машины и аппараты» электромашиностроительного факультета ХПИ судьба Валерия Михайловича на многие десятилетия неразрывно переплелась с Харьковским политехническим институтом. Параллельно с освоением общеобразовательной программы становление Валерия Михайловича как исследователя проходило в студенческом научном кружке, организованном профессором Михаилом Абрамовичем Любчиком. В нем будущий ученый осваивал принципы организации научной деятельности, методологические аспекты электротехнической науки, методы и формы исследовательской работы, и, конечно, реализовывал свои первые исследовательские проекты. В результате кропотливого труда, начало которого было заложено в те годы, сформировалась целостная картина восприятия электромагнитных процессов и явлений, а также накопились знания, позволившие в дальнейшем анализировать широкий круг проблем электротехники. Даже краткая характеристика студенческих лет невозможна без упоминания о спортивных достижениях, которые давали силы для неустанной интеллектуальной работы. Упорные тренировки по греко-римской борьбе и волевой характер позволили стать Валерию Михайловичу чемпионом ХПИ и прочили ему большие перспективы в спорте. Тем не менее, выбирая между спортивной карьерой и наукой, предпочтение было отдано последней. В 1964 году в рядах стройотряда участвовал в возведении хозяйственных помещений в Казахской социалистической республике. В 1966 году после окончания обучения молодой специалист Михайлов В. М. по рекомендации декана электромашиностроительного факультета профессора Виктора Тимофеевича Долбни был принят на работу инженером в Научно-исследовательскую лабораторию техники высоких напряжений и преобразователей тока ХПИ. В 1968 году поступил в аспирантуру и под руководством лауреата государственной премии Украины, доцента, к. т. н. Саула Марковича Фертика в 1971 году защитил кандидатскую диссертацию.

Педагогическая деятельность Валерия Михайловича началась в 1970 году, когда по предложению



С. М. Фертика аспирант второго года обучения подготовил и начал читать свой первый курс лекций по дисциплине «Методы расчета и моделирования электромагнитных полей». По прошествии более сорока лет этот курс хотя и видоизменялся, модернизировался, но остается одним из основных в инженерной подготовке студентов-электрофизиков. В 1971 году к.т.н. Михайлов В. М. был переведен на должность ассистента кафедры «Инженерная электрофизика». Преподавание совмещал с научными исследованиями и более 15 лет с обязанностями председателя студенческого научного общества ХПИ.

В 1978 году поступил в докторантуру. Докторская диссертация, посвященная поверхностному эффекту в проводниках при получении сильных импульсных магнитных полей, была защищена в 1981 году в Ленинграде по специальности «Теоретические основы электротехники». В 1989 году ему было присвоено ученое звание профессора. С 1996 по 2005 избирался заведующим кафедрой «Инженерная электрофизика», на которой в настоящее время продолжает работать в должности профессора. Валерий Михайлович подготовил трех докторов и десять кандидатов технических наук. Разработал и читает курсы лекций по таким дисциплинам: «Теоретические основы электротехники»; «Математическая физика»; «Специальные разделы математики в технике высоких напряжений» и др. Дальновидность и организаторские способности профессора Михайлова В.М. способствовали открытию в 1999 г. новой для кафедры специальности «Нетрадиционные и возобновляемые источники энергии».

Юбиляр является известным в Украине и за рубежом ученым в области моделирования импульсных электромагнитных полей и процессов в электрофизических установках, автором более 145 научных и методических трудов, 12 изобретений (в том числе 5 иностранных патентов), монографии и двух учебных пособий с грифом МОН Украины. Член двух специализированных ученых советов по защите кандидатских и докторских диссертаций, в одном из которых является заместителем председателя совета. Член ученого совета физико-технического факультета. Многие годы был научным руководителем лаборатории магнитно-импульсной обработки материалов. Многогранность Валерия Михайловича, сформированная на протяжении пройденного пути, позволяет охарактеризовать его как чуткого, внимательного, творческого человека, ценителя красоты естественной природы.

Редакция журнала «Електротехніка і електромеханіка», деканат физико-технического факультета, сотрудники и студенты кафедры «Инженерная электрофизика», ученики, друзья и коллеги желают Валерию Михайловичу доброго здоровья, долголетия, дальнейших успехов в научной и педагогической работе, счастья ему и всем родным и близким.

КЛИМЕНКО БОРИС ВОЛОДИМИРОВИЧ

(до 75-річчя з дня народження)

Борис Володимирович народився 14 лютого 1943 року у місті Кемерово. У 1964 році з відзнакою закінчив Харківський політехнічний інститут за спеціальністю «Електричні машини і апарати» і отримав кваліфікацію інженера-електромеханіка. Працював на посадах інженера, старшого інженера науково-дослідного відділу у Харківському політехнічному інституті (ХПІ). У 1968 році він вступив до аспірантури і в 1971 році захистив кандидатську дисертацію на тему «Дослідження температурних і магнітних полів в електромагнітах». Після захисту дисертації працює на викладацькій роботі асистентом (1971), доцентом (1973), у період з 1995 по 2004 рік та з 2012 року знов працює на посаді завідувача кафедри «Електричні апарати». У 1994 році захистив докторську дисертацію на тему «Форсовані електромагнітні системи електричних апаратів». У 2000 році йому було присуджено вчене звання професора.



Борис Володимирович набув великого авторитету дослідника у вищих навчальних закладах, підприємствах і фірмах України і зарубіжжя. Основні напрями його наукових досліджень – теплові та магнітні поля, форсовані електромагнітні системи, бістабільні актуатори для вакуумних відмикачів середніх напруг, міжнародна електротехнічна термінологія, питання електробезпеки. Він є автором трьох монографій, близько 200 друкованих праць й 70 авторських свідоцтв і патентів. Як головний спеціаліст він приймав участь у розробці вітчизняних електромагнітних контакторів постійного струму у межах Державної науково-технічної програми «Електротехніка». Був і є керівником ряду науково-дослідних госпрозрахункових робіт. Результати досліджень впроваджені у промислове виробництво з великим науково-технічним ефектом на декількох підприємствах України. Його монографія «Форсовані електромагнітні системи», яка була видана у видавництві «Енергоатомиздат» у 1990 році, широко відома серед спеціалістів у галузі електричних апаратів. Під його керівництвом підготовлено сім кандидатських і одна докторська дисертації. Понад 40 років він працює членом спеціалізованої Вченої ради по захисту кандидатських та докторських дисертацій.

Багато уваги і сил приділяв він організаційно-методичній роботі, питанням змісту вищої освіти. Він був членом науково-методичної комісії Міністерства освіти і науки України з електромеханіки, членом робочої групи з розробки стандартів освіти, очолював комісію Методичної ради університету з питань змісту освіти. За його ініціативою на кафедрі було розпочато підготовку спеціалістів за спеціальністю «Електропобутова техніка».

Будучи лектором від природи, він викладає базові дисципліни для студентів кафедри «Електричні апарати», розробив оригінальні курси «Електромеханічні апарати низької напруги», а також «Електромеханічні апарати високої напруги та комплектні пристрої». Його великі термінологічні посібники, видані у 2008 та 2009 роках з грифом Міністерства освіти і науки України, широко відомі за межами НТУ «ХПІ», а його навчаль-

ний посібник «Електричні апарати. Загальний курс», виданий також з грифом МОНУ у 2012 році (перше видання) та у 2013 році (друге допрацьоване та доповнене видання) накладом по 1000 примірників кожне видання, увійшов до бібліотечного фонду майже усіх вищих навчальних закладів України, де ведеться підготовка з галузі знань «Електрична інженерія», а також десятків промислових підприємств та комерційних установ.

Борис Володимирович приклав багато зусиль до розширення зв'язків кафедри «Електричні апарати» з провідними вищими навчальними закладами України та зарубіжних країн. Завдяки його цілеспрямованості і наполегливості на кафедрі «Електричні апарати», був створений експозиційний зал, у якому демонструються сучасні електричні апарати, суттєво модернізовано та розширено обчислювальний центр. Багато уваги він приділяє удосконаленню й оновленню лабораторної бази кафедри, чому суттєво посприяли отримання кафедрою великого гранту на придбання обладнання від фонду AvH (Германія) та спонсорська допомога багатьох промислових й комерційних підприємств, таких як ABB, АВМ Ампер, АСКО-УкрЕМ, Legrand, Flexel, НТЦ «Харківрелеккомплект» тощо, з якими Борис Володимирович багато років плідно співпрацює.

У 1998 році за його ініціативою були встановлені контакти з рядом фірм Польщі і розпочав регулярну роботу міжнародний симпозіум SIEMA з проблем удосконалення електричних машин і апаратів. З 2001 року цей симпозіум набуває статусу наукових зборів, які притягують на щорічні зустрічі в університеті провідних вчених, спеціалістів-електротехніків і викладачів України, Росії, Польщі, Азербайджану, Латвії, Німеччини і США, які зв'язали своє життя з електротехнікою. Завдяки його організаторському почину у 2002 році вийшов перший номер науково-практичного журналу «Електротехніка і електромеханіка», в якому він є головним редактором. Журнал увійшов до переліку фахових видань України та багатьох провідних наукометричних баз, включаючи Web of Science й набув визнання не тільки в Україні, але й за кордоном. З 2016 р. журнал має електронну версію, яка видається англійською мовою.

Професор Б.В. Клименко бере активну участь у національних й міжнародних наукових, технічних та методичних конференціях і семінарах з питань електротехніки, педагогічної майстерності та змісту освіти.

Серед колег Борис Володимирович користується заслуженою повагою і авторитетом за доброзичливістю, тактовністю, скромністю, вмінням знайти потрібні слова і виконати будь-яку роботу.

Ректорат НТУ «ХПІ», співробітники кафедри «Електричні апарати», з якою він зв'язав усе своє свідоме життя, друзі, колеги й учні вітають Бориса Володимировича з ювілеєм і бажають міцного здоров'я, великого щастя, доброго настрою, невичерпної енергії, творчих успіхів та здійснення усіх його сподівань.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приднується до цих побажань.



У листопаді 2018 року виповниться 100 років від часу заснування Національної академії наук України. За роки свого існування Академія зробила вагомий внесок у скарбницю світової науки, сприяла своєю діяльністю розвитку України. Ювілей НАН України має стати визначною подією не тільки для вчених Академії, а й для широких кіл громадськості України і водночас приводом для ґрунтовної розмови про роль та місце науки у державі і суспільстві.

Національна академія наук є вищою науковою організацією України. Вона заснована 27 листопада 1918 року у м. Києві. Її першим президентом був видатний учений із світовим ім'ям В.І. Вернадський.

Метою діяльності Академії є отримання нових та поглиблення наявних знань про природу, людину і суспільство, розроблення наукових основ науково-технічного, соціально-економічного та культурного розвитку країни, всебічне сприяння практичному застосуванню результатів наукових досліджень, підготовка висококваліфікованих наукових кадрів, формування наукового світогляду в суспільстві.

Академія організує і здійснює фундаментальні та прикладні дослідження з найважливіших проблем природничих, технічних, суспільних і гуманітарних наук, приймає участь у формуванні державної політики в усіх сферах суспільного життя, здійснення її наукового забезпечення, розроблення прогнозів розвитку України.

З самого початку свого існування в дуже важких соціально-економічних та політичних умовах тих часів НАН України спрямовувала зусилля на вирішення складних проблем матеріального і духовного розвитку українського народу, формування інтелектуального потенціалу країни. Інтелект і праця академічних вчених втілені в багатьох досягненнях українського народу. Діяльність Академії, особливо за президентства академіка Б.Є. Патона, базувалася на поєднанні цілеспрямованих фундаментальних досліджень з практичними розробками, що сприяло суттєвому внеску науковців в інноваційний розвиток України, у створення нових наукомістких галузей, розширення випуску продукції з високим рівнем доданої вартості, зростання її ринкової конкурентоспроможності. Вже починаючи з 70-х років минулого століття впровадження академічних розробок у виробництво давало щорічно близько 1 млрд. доларів США економічного ефекту.

Високі технології, що розроблені в Академії, сприяли модернізації багатьох галузей економіки,

забезпечили отримання унікальної вітчизняної продукції та значного економічного ефекту від їх практичної реалізації. Так, на базі науково-технологічних досягнень фахівців з різних наукових дисциплін – математиків, фізиків, хіміків, матеріалознавців, енергетиків – вдалося продовжити термін експлуатації чотирьох енергоблоків атомних електростанцій на 10-20 років. За оцінками ДП «НАЕК «Енергоатом» економічний ефект цієї інновації лише для одного такого енергоблоку становить близько 1,5 млрд. доларів на рік. Більшість академічних інститутів технічного, фізичного та хімічного профілю зараз забезпечує науковий супровід виробництва вітчизняної високотехнологічної продукції в машинобудуванні, паливно-енергетичному та оборонному комплексі, транспортній та космічній галузі.

Академія забезпечує постійну участь наукових установ у міжнародному науковому співробітництві, що полягає у виконанні міжнародних науково-технічних програм і проектів, в тому числі, які здійснюються за підтримки іноземних фондів та організацій, таких, як Європейська комісія, УНТЦ, НАТО, DFG, CRDF тощо. За грантами цих організацій, здобутих на конкурсній основі, реалізуються щорічно понад 400 дослідницьких, координаційних та підтримуючих науковий обмін проектів.

Сьогодні наукове співтовариство Академії працює над реалізацією положень, закладених у новій «Концепції розвитку Національної академії наук України на 2014-2023 роки». А головне, попри усі труднощі в країні, у важких умовах своєї діяльності, дефіциті коштів, зношеності дослідно-експериментальної бази, виникненні серйозних проблем із збереженням наукових шкіл, забезпеченні спадкоємності поколінь вчених та багатьох інших економічних і соціальних проблем, Академія продовжує залишатися флагманом вітчизняної науки, важливим фактором міжнародного іміджу країни.

Свідченням високого світового авторитету Національної академії наук України є рішення 39-ї сесії Генеральної конференції Організації Об'єднаних Націй з питань освіти, науки і культури (ЮНЕСКО), яким затверджено включення 100-річчя Національної академії наук України до Календаря пам'ятних дат, що відзначатимуться у 2018 році на рівні ЮНЕСКО.



Матеріали приймаються за адресою:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Кирпичова, 21, м. Харків, 61002, Україна

Електронні варіанти матеріалів по e-mail: a.m.grechko@gmail.com

Довідки за телефонами: +38 050 653 49 82 Клименко Борис Володимирович

+38 067 359 46 96 Гречко Олександр Михайлович

