

ISSN 2074-272X

науково-практичний
журнал

2014/3

ЕІЕлектротехніка і Електромеханіка

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Електричні машини та апарати

Силова електроніка

Теоретична електротехніка

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Електричні станції, мережі і системи

Ювілеї

За 2012 р. журнал отримав індекс 5,55

від міжнародної наукометричної бази

Index Copernicus



НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ "ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА" ДЕРЖВИДАННЯ

Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики,
телебачення та радіомовлення України КВ № 6115 від 30.04.2002 р.
Видання засновано Національним технічним університетом
"Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.



РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Клименко Б.В. головний редактор,
д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Баранов М.І. д.т.н., НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків
Батигін Ю.В. д.т.н., професор, ХНАДУ, Харків
Біро Оскар професор, Технічний університет,
м. Грац, Австрія
Босв В.М. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Болух В.Ф. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Буткевич О.Ф. д.т.н., професор, гол.н.с. ІЕД НАНУ, Київ
Віницький Ю.Д. д.т.н., професор, GERUS
Москва, Росія
Гончаров Ю.П. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Гурин А.Г. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Данько В.Г. голова редакційної ради,
д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Долежел Іво професор, Західно-чеський університет,
Пльзень, Чеська Республіка
Жемеров Г.Г. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Загірняк М.В. д.т.н., професор, член-кор. НАПНУ,
ректор КрНУ, Кременчук
Кириленко О.В. д.т.н., професор, академік НАНУ,
директор ІЕД НАНУ, Київ
Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ
"Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

Маслієв В.Г. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Михайлов В.М. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Міліх В.І. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Намітоков К.К. д.т.н., професор, ХНУМГ, Харків
Омельяненко В.І. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Подольцев О.Д. д.т.н., професор, гол.н.с. ІЕД НАНУ, Київ
Пуйло Г.В. д.т.н., професор, ОНТУ, Одеса
Райнін В.Ю. д.т.н., професор, Московський
енергетичний інститут, Москва, Росія
Резцов В.Ф. д.т.н., професор, член-кор. НАНУ,
заст. директора ІВЕ НАНУ, Київ
Розанов Ю.К. д.т.н., професор, Московський
енергетичний інститут, Москва, Росія
Розов В.Ю. д.т.н., професор, член-кор. НАНУ,
директор ДУ "ІТІПМ НАН України", Харків
Рудаков В.В. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків
Сокол Є.І. д.т.н., професор, член-кор. НАНУ,
проректор НТУ "ХПІ", Харків
Сосков А.Г. д.т.н., професор, ХНУМГ, Харків
Ткачук В.І. д.т.н., професор, НУ "Львівська
політехніка", Львів
Шинкаренко В.Ф. д.т.н., професор, НТУУ "КПІ", Київ
Юферов В.Б. д.т.н., професор, ННЦ ХФТІ, Харків

EDITORIAL BOARD:

Klymenko B.V. Editor-in-Chief, professor, National
Technical University "Kharkiv Polytechnic
Institute" (NTU "KhPI"), Kharkiv, Ukraine
Baranov M.I. Dr.Sc. (Eng.), NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Batygin Yu.V. Professor, Kharkiv National Automobile
and Highway University, Kharkiv, Ukraine
Bíró O. Professor, Institute for Fundamentals and
Theory in Electrical Engineering, Graz, Austria
Boev V.M. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Bolyukh V.F. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Butkevich O.F. Professor, Institute of Electrodynamics
of NAS Ukraine, Kyiv
Dan'ko V.G. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Doležel I. Professor, University of West Bohemia,
Pilsen, Czech Republic
Goncharov Yu.P. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Gurin A.G. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Kirilenko O.V. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS
Ukraine, academician of NAS of Ukraine, Kyiv
Kravchenko V.I. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Masliev V.G. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Mihaylov V.M. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Milykh V.I. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Namitokov K.K. Professor, O.M. Beketov Kharkiv National
University of Municipal Economy, Ukraine
Omel'yanenko V.I. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Podoltsev O.D. Professor, Institute of Electrodynamics
of NAS Ukraine, Kyiv
Puilo G.V. Professor, Odessa National Polytechnic
University, Ukraine
Rainin V.E. Professor, Moscow Power Engineering
Institute, Moscow, Russia
Reztsov V.F. Professor, Vice-director of Institute
for Renewable Energy of NAS of Ukraine,
corresponding member of NAS Ukraine, Kyiv
Rozanov Yu.C. Professor, Moscow Power Engineering
Institute, Moscow, Russia
Rozov V.Yu. Professor, corresponding member of NAS of
Ukraine, Director of State Institution "Institute
of Technical Problems of Magnetism of the NAS
of Ukraine, Kharkiv, Ukraine
Rudakov V.V. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine
Sokol Ye.I. Professor, corresponding member of NAS of
Ukraine, Vice-rector of NTU "KhPI", Kharkiv,
Ukraine
Soskov A.G. Professor, O.M. Beketov Kharkiv National
University of Municipal Economy, Ukraine
Shinkarenko V.F. Professor, National Technical University of
Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine
Tkachuk V.I. Professor, Lviv Polytechnic National
University, Ukraine
Vinitzki Yu.D. Professor, GERUS, Moscow, Russia
Yuferov V.B. Professor, Kharkiv National Science Center
Institute of Physics and Technology, Ukraine
Zagirnyak M.V. Professor, corresponding member of NAPS
Ukraine, rector of Kremenchuk M.Ostrohradskii
National University, Kremenchuk, Ukraine
Zhemerov G.G. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine

Відповідальний секретар / Executive secretary: Гречко О.М. / Grechko O.M., тел. +38 067 3594696, e-mail: a.m.grechko@mail.ru

Адреса редакції / Editorial office address:

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002, Україна
Dept. of Electrical Apparatuses, NTU "KhPI", Frunze Str., 21, Kharkiv, 61002, Ukraine
тел. / phone: +38 057 7076281, e-mail: a.m.grechko@mail.ru

ISSN (print) 2074-272X, ISSN (online) 2309-3404

© Національний технічний університет "ХПІ", 2014

Підписано до друку 10.06.2014 р. Формат 60 x 90 1/8. Офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25.

Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-03-2014. Ціна договірна.

Дизайн та оформлення обкладинки ФОП Тимченко А.М. 61124, Україна, м. Харків-124, а/с 2249

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



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славні імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 20: Изобретение компьютера и информационной сети Интернет.....	3
---	---

Електричні машини та апарати

Байда Е.И. Нестационарный нагрев движущихся объектов.....	14
Васильев Л.А., Мнускин Ю.В., Лужнев А.И. Универсальный вентильный реактивный двигатель с последовательным коммутационным буфером.....	17
Загирняк М.В., Прус В.В., Невзлин Б.И. Функциональная взаимосвязь параметров и критерии рационального выбора электрических аппаратов.....	20
Кулинченко Г.В., Багута В.А. Управление приводом системы дозирования полимерной композиции для отлива пленок.....	31
Петренко А.Н. Методика расчета параметров обмотки якоря автотракторного генератора комбинированного возбуждения.....	36
Поляков М.А., Василевский В.В. Оценка остаточного ресурса изоляции на основе учета индивидуальных особенностей жизненного цикла силового трансформатора.....	38

Силовая електроніка

Иванов В.Г. Оптимизационный подход к канальной трассировке с учетом помехоустойчивости.....	42
---	----

Теоретична електротехніка

Баранов М.И. Теоретические и экспериментальные результаты исследований по обоснованию существования в микроструктуре металлического проводника с током электронных дебройлевских полуволн.....	45
Добродеев П.Н. Исследование методов размагничивания торцов труб при ремонтах магистральных трубопроводов.....	50
Кутковецкий В.Я. Закон электромагнитной силы.....	55

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Дубовенко К.В. Численное моделирование характеристик искрового разряда в жидком азоте.....	63
--	----

Електричні станції, мережі і системи

Черкашина В.В. Фактор времени в стратегии усовершенствования электрических сетей.....	69
---	----

Ювілеї

Гурин Анатолий Григорьевич (к 75-летию со дня рождения).....	73
--	----

TABLE OF CONTENTS

Electrical Engineering. Events. Famous Names

Baranov M.I. An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 20: Invention of computer and the Internet information network.....	3
--	---

Electrical machines and apparatus

Baida E.I. Transient heating of moving objects.....	14
Vasil'ev L.A., Mnuskin Yu.V., Luzhnev A.I. A multipurpose switched reluctance motor with a series commutation buffer.....	17
Zagirnyak M.V., Prus V.V., Nevzlin B.I. Functional correlation of parameters and criteria of rational choice for electric device.....	20
Kulichenko G.V., Baguta V.A. Cast-film polymer composition dosing system drive control.....	31
Petrenko A.N. An armature winding parameter calculation technique for an automotive compositely excited generator.....	36
Poliakov M.A., Vasilevskij V.V. Evaluation of power transformer insulation residual life based on its individual life cycle characteristics.....	38

Power Electronics

Ivanov V.G. Optimization noise stability based approach to channel routing	42
--	----

Theoretical Electrical Engineering

Baranov M.I. Theoretical and experimental results of research into explanation of de Broglie half-wave existence in the microstructure of an active metallic conductor	45
Dobrodeyev P.N. Research into methods of pipe end demagnetization under main pipeline repair	50
Kutkovetsky V.J. The law of electromagnetic force	55

High Electric and Magnetic Field Engineering

Dubovenko K.V. Numerical simulation of spark discharge characteristics in liquid nitrogen	63
---	----

Power Stations, Grids and Systems

Cherkashyna V.V. The time element in the strategy of electric grids improvement	69
---	----

Anniversaries

Gurin Anatolyi Grigor'evich (on the 75th anniversary of his birth)	73
--	----

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – передплатне видання. Звертаємо вашу увагу, що починаючи з 2006 року журнал виходить шість разів на рік. Вартість передплати на 2014 рік – 173,10 грн., на два місяці – 28,85 грн., на чотири місяці – 57,70 грн., на шість місяців – 86,55 грн., на вісім місяців – 115,40 грн., на десять місяців – 144,25 грн. Передплатний індекс: 01216.

ШАНОВНІ АВТОРИ ЖУРНАЛУ!

Постановою президії ВАК України від 15 січня 2003 р. № 1-08/5 науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" внесено до Переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та перереєстровано постановою президії ВАК України від 10 лютого 2010 р. № 1-05/1. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 2002 року.

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

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

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

Журнал "Електротехніка і Електромеханіка" включений у довідник періодичних видань Ulrich's Periodical Directory (ulrichsweb.serialssolutions.com), у всесвітній федеративний бібліотечний каталог OCLC WorldCat за № 851561709 (worldcat.org), індексується у наукометричних базах Index Copernicus (indexcopernicus.com), Російський Індекс Научного Цитування – РИНЦ (elibrary.ru), Google Scholar (scholar.google.com) та входить до баз даних DOAJ (www.doaj.org), BASE (base-search.net), Scientific Indexing Services (sindex.org), CiteFactor (citefactor.org), DRIVER (www.driver-repository.eu), CyberLeninka (cyberleninka.ru), UIF (uifactor.org), OAJI (oaji.net), DRJI (drji.org), PBN (pbn.nauka.gov.pl), Research Bible (journalseeker.researchbib.com).



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

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 20:
ИЗОБРЕТЕНИЕ КОМПЬЮТЕРА И ИНФОРМАЦИОННОЙ СЕТИ ИНТЕРНЕТ

Наведено короткий нарис з всесвітньої історії винаходу людством комп'ютера і глобальної інформаційної мережі Інтернет.

Приведен краткий очерк из всемирной истории изобретения человечеством компьютера и глобальной информационной сети Интернет.

ВВЕДЕНИЕ

По мере исторической эволюции нашей цивилизации на Земле, ее непрерывного количественного и качественного развития используемая людьми техника становилась все более сложной. К середине 20-го столетия на смену отдельным машинам в цеха производственных предприятий развитых стран мира пришли целые системы разнообразных машин, управлять которыми было уже не под силу одному человеку. То же самое происходило и в человеческом социуме, насыщенном большими потоками многообразной **информации** (данный термин происходит от латинского слова "informatio" – "разъяснение" и обозначает "сведения, являющиеся объектом хранения, переработки и передачи" [1]). Разумно распоряжаться подобной обширной информацией людям становилось все труднее. Поэтому в нашем обществе объективно появились первые электронно-вычислительные машины (ЭВМ), выполняющие вначале роль больших **калькуляторов** (этот термин происходит от латинского слова "calculatio" – "подсчет" и обозначает "устройство для выполнения математических операций над числами" [1]), предназначенных для сравнительно быстрого решения различных сложных вычислительных научно-технических задач. В человеческом обществе в этот временной период стала назреть острая необходимость в науке об управлении потоками всевозможной информации, а также сложными техническими и социальными процессами и системами, состоящими из большого количества технических или биологических объектов. Причем, такой фундаментальной наукой, которая бы сумела сформулировать общие закономерности для процессов управления и передачи информации в сложных машинах, включая ЭВМ и технические устройства с элементами искусственного разума, в живых организмах и человеческом обществе. В этой связи первоначально рассмотрим вкратце историю становления и развития данной науки – **кибернетики** (это название происходит от греческого слова "kybernētikē" – "искусство управления" [1]), находящейся в основе создания **компьютеров** (данное название происходит от английского слова "computer" – "вычислитель" [1]) и всех информационных систем.

1. ЗАРОЖДЕНИЕ КИБЕРНЕТИКИ И ЕЕ НЕКОТОРЫЕ ДОСТИЖЕНИЯ

Современная кибернетика зарождалась в условиях проведенных исследований, объединяющих области систем управления, теории электрических цепей, машиностроения, математического моделирования, математической логики, эволюционной биологии и неврологии [2,3]. Ограничимся далее кратким рассмотрением такой отрасли кибернетики как **техническая**

кибернетика, которая широко используется в области техники. В соответствии с современной классификацией в зависимости от области применения кибернетических методов и средств различают также биокрибернетику, медицинскую и экономическую кибернетику [1]. Родоначальником технической кибернетики оказался выдающийся американский математик Норберт Винер (рис. 1), по существу научивший вычислительные калькуляторы "думать". Важно заметить, что в молодом возрасте (в 21 год) он был уже доктором философии по специальности "математическая логика", приглашенным на кафедру математики Массачусетского технологического института, являющегося крупнейшим научным центром США [2].

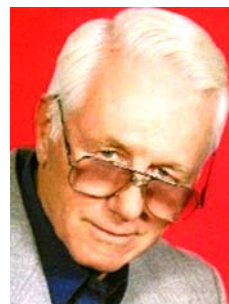


Рис. 1. Основоположник кибернетики, выдающийся американский ученый-математик Н. Винер (1894-1964 гг.) [2]

После своего знакомства с американским конструктором первых ЭВМ Ваневаром Бушем он впервые стал задумываться над их быстродействием и путями ее увеличения. По мнению Н. Винера эта машина должна была сама управлять своими вычислительными действиями. Кроме того, Н. Винер уже тогда считал, что в ЭВМ необходимо заложить технические возможности и способности к ее самообучению. Для этого ЭВМ, как и человеку, была нужна, прежде всего, большая память, способная хранить управляющие электрические сигналы и те сведения, которые машина получает в процессе своей работы. В 1948 году Н. Винер опубликовал свою известную книгу "Кибернетика или управление и связь в животном и машине", в которой им и были заложены основы новой науки об информационном управлении техническими и биологическими объектами и системами [2, 3]. В ней он написал об общих законах, действующих как для автоматических технических систем, организации любого производства, так и для функционирования нервной системы человека. Данная книга послужила определенным иницирующим информационным импульсом для стремительного развития в нашем обществе кибернетики. Объектом кибернетики являются

© М.И. Баранов

практически все управляемые системы. Кибернетика, как известно, пользуется таким понятием как кибернетическая система, примером которой являются ЭВМ, автоматические регуляторы в технике, человеческий мозг, биологические популяции и человеческое общество [3]. Каждая такая система представляет собой множество взаимосвязанных объектов (элементов системы), способных воспринимать, запоминать и перерабатывать информацию, а также обмениваться ею. Кибернетика разрабатывает общие принципы создания систем управления и систем для автоматизации умственного труда. Основными техническими средствами для решения задач кибернетики стали ЭВМ [3].

Принято считать, что первая в мире искусственная автоматическая регулирующая система в виде водяных часов была изобретена еще древнегреческим механиком Ктезибием [3]. Эти часы были первым искусственным автоматическим саморегулирующимся устройством, не требовавшим никакого внешнего вмешательства между обратной связью и управляющими механизмами. Ктезибий и другие мастера древности (например, Герон Александрийский и китайский учёный Су Сун [3]), занимаясь областью инженерного дела, считаются одними из первых землян, изучавших кибернетические принципы построения технических объектов. Из истории техники известно, что исследование механизмов в машинах с корректирующей обратной связью датируется ещё концом 18-го столетия, когда паровой двигатель выдающегося английского механика-изобретателя Джеймса Уатта [4] был оборудован управляющим устройством – центробежным регулятором обратной связи для того, чтобы управлять скоростью вала этого двигателя. Отметим и то, что в 1868 году выдающийся английский физик-теоретик Джеймс Максвелл опубликовал свою научную статью по управляющим устройствам, в которой одним из первых рассмотрел и усовершенствовал принципы саморегулирующихся устройств [3]. Системы электронного управления берут начало с работ американского инженера из "Bell Labs" Гарольда Блэка в 1927 году по использованию отрицательной обратной связи для управления усилителями [3].

Укажем здесь, что огромное влияние кибернетика имела на биологию, представляющую собой совокупность наук о живой природе [1]. Благодаря ей возникла *биологическая кибернетика* (изучает общие закономерности управления и передачи информации в живых организмах [1]), *бионика* (изучает жизнедеятельность организмов с целью использования открытий при этом закономерностей для решения инженерных задач [1]) и *медицинская кибернетика* (изучает общие закономерности управления и передачи информации в человеке [1]). В последние годы благодаря кибернетике быстро развивается *синергетика* – наука о самоорганизующихся системах в природных объектах [1, 3]. Среди важных достижений технической кибернетики следует указать создание внутренней архитектуры современных ЭВМ, современной теории информации, теории управления, теории принятия решений и теории распознавания образов [2]. Данные рис. 2 наглядно иллюстрируют нам результаты возможного практического применения в управлении техническими системами кибернетических методов (реальное применение этих методов было продемонстрировано, например, специалистами США при

запуске с поверхности Луны в июле 1969 года своего лунного модуля с двумя астронавтами на борту [5]). Отметим, что техническая кибернетика послужила отправной точкой для появления и таких современных научных дисциплин как программирование и робототехника. Общеизвестно, что кибернетика как междисциплинарная наука возникла на стыке математики, логики, семиотики, физиологии, биологии и социологии [3]. Считается, что чистой кибернетике присущи анализ и выявление общих принципов и подходов в процессе научного познания мира. Исторически так сложилось, что возникновение кибернетики как самостоятельной науки (1948 год, Н. Винер [2, 3]) напрямую связано с созданием в 1940-х годах первых цифровых ЭВМ, а развитие технической кибернетики в теоретических и практических аспектах – с прогрессом в области вычислительной техники.

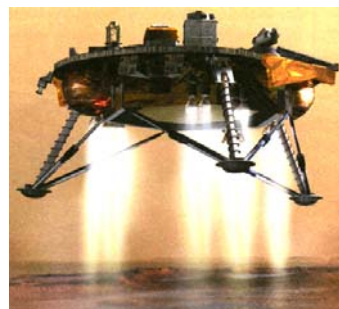


Рис. 2. Имитационный запуск автоматического космического аппарата с взрывчаткой поверхности, осуществляемый только благодаря практическому использованию кибернетических методов управления техническими объектами [2]

2. КРАТКАЯ ИСТОРИЯ ИЗОБРЕТЕНИЯ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ

Прежде чем рассматривать современный компьютер и его архитектуру остановимся вкратце на событиях, предшествовавших его изобретению. Вычислительная техника издревле являлась важнейшим компонентом процесса вычислений и обработки данных. Считается, что в Древнем Вавилоне примерно за 3000 лет до н. э. были изобретены первые счёты, называвшиеся "абак" [3]. В Китае за 500 лет до н. э. появился более совершенный вариант арабского "абака" с косточками на соломинках – "суаньпань". В 16-ом веке в России появились счёты, содержащие 10 деревянных шариков на металлической проволоке (пробораз деревянных счетов, широко использовавшихся не так давно в бухгалтерском деле) [3]. Великий итальянский учёный-мыслитель и художник Леонардо да Винчи [6] в 1492 году выполнил эскиз 13-ти разрядного суммирующего устройства с десятизубцовыми кольцами (изготовленное в 20-ом столетии по его чертежам устройство подтвердило работоспособность средневекового проекта механического вычислителя). В 1623 году Ричард Деламейн создал круговую логарифмическую линейку. Выдающийся французский физик Блез Паскаль [6] в 1642 году создал первое реально осуществлённое и получившее в свое время известность механическое цифровое вычислительное устройство, названное "Паскалином" (рис. 3). Это устройство суммировало и вычитало пятиразрядные десятичные числа. Под руководством Б. Паскаля было изготовлено более десяти таких вычислителей, причём последние модели его "Паскалина" оперировали уже числами с восемью десятичными разрядами [3].



Рис. 3. Суммирующая механическая машина Б. Паскаля [3]

В 1654 году появилась линейная *логарифмическая линейка*, ставшая первым устройством, сделавшим вычисления быстрыми и получившим широкое распространение в мире [3]. В 1673 году выдающийся немецкий ученый-математик Готфрид Лейбниц [6] построил *механический калькулятор*, который при помощи двоичной системы счисления выполнял операции умножения, деления, сложения и вычитания чисел [3]. В 1801 году французский инженер Жозеф Жаккар построил ткацкий станок с программным управлением, программа работы которого задавалась с помощью сменного комплекта перфокарт. В 1820 году француз Тома де Кальмар начал первый промышленный выпуск *механических арифмометров* для выполнения математических операций над числами [3]. В 1822 году английский математик Чарльз Бэббидж изобрёл (но построить не смог) первую разностную машину (специализированный арифмометр для автоматического построения математических таблиц). В 1855 году шведским братьям Георгу и Эдварду Шутцам удалось построить первую разностную машину на основе работ Ч. Бэббиджа. Выдающимся российским математиком П.Л. Чебышевым в 1876 году был создан суммирующий аппарат с непрерывной передачей десятков [3]. В 1881 году этот ученый сконструировал к нему (вычислителю) приставку для умножения и деления чисел (арифмометр Чебышева). К 1887 году американский инженер Герман Холлерит разработал электрический автоматический табулятор, использовавшийся в переписях населения как США (в 1890 и 1900 гг.), так и России (в 1897 году). По техническому проекту выдающегося российского ученого-математика и механика А.Н. Крылова [6] в 1912 году была впервые создана машина для интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений [3]. В 1927 году в Массачусетском технологическом институте (США) был изобретён *аналоговый компьютер* [3]. В 1938 году немецкий инженер Конрад Цузе построил механические программируемые цифровые машины Z1 и Z2. Модель компьютера Z1 в настоящее время хранится в Немецком техническом музее (г. Берлин) [3]. В 1941 году К. Цузе создал первую цифровую вычислительную машину Z3, обладающую всеми свойствами современного *цифрового компьютера* [3]. В начале 1943 года успешные испытания прошла первая американская цифровая вычислительная машина "Марк-1", созданная на основе десятичной системы счисления и предназначенная для выполнения баллистических расчетов военно-морского флота США. В конце 1943 года заработала английская цифровая вычислительная машина специального назначения "Колосс". Эта машина и обслуживающий ее персонал работали над расшифровкой секретных кодов фашистской Германии [3]. В 1944 году К. Цузе разработал в Германии ещё более быстрый цифровой компьютер Z4. В 1946 году в США был создан первый универсальный электронный цифровой компьютер "ENIAC" (рис. 4) [3]. В СССР первая электронная цифровая вычислительная машина с двоичной систе-

мой счисления была создана научной группой академика С.А. Лебедева в 1950 году в Институте электротехники АН УССР (г. Киев), ставшим в 1963 году Институтом электродинамики АН УССР [3].



Рис. 4. Американский цифровой компьютер "ENIAC" [3]

В 1958 году талантливым советским инженером Н.П. Брусенцовым и его единомышленниками в Московском государственном университете им. М.В. Ломоносова была построена цифровая ЭВМ "Сетунь" с позиционной симметричной троичной системой счисления [3]. После изобретения в 1959 году *интегральной микросхемы* развитие компьютерной техники в развитых странах мира резко ускорилось. Причем, это развитие, как вскоре выяснилось, для количества (плотности) входящих в состав интегральных микросхем (чипов) ЭВМ транзисторов подчиняется экспоненциальной зависимости (закон Гордона Мура) [3, 7]. Столь же стремительно стал развиваться и процесс миниатюризации компьютеров, обусловленный переходом в ЭВМ (этому термину служит синоним "компьютер") от вакуумных электронных ламп к миниатюрным полупроводниковым интегральным схемам.

3. ИЗОБРЕТЕНИЕ СОВРЕМЕННОГО КОМПЬЮТЕРА

• *Общие сведения.* Важнейшим шагом в развитии вычислительной техники стал переход к внутреннему представлению чисел (в собственных электрических цепях ЭВМ) в двоичной форме (в виде единиц и нулей) [3]. Впервые принцип двоичного счисления был сформулирован еще в 17-ом веке выдающимся немецким математиком Г. Лейбницем [3, 6]. Считается, что это значительно упростило конструкции вычислительных устройств и периферийного оборудования компьютеров. Принятие за основу двоичной системы счисления позволило более просто реализовывать в ЭВМ (сейчас эта аббревиатура практически вытеснена термином "компьютер") арифметические функции и логические операции. Поэтому в большинстве современных компьютеров решаемая задача (проблема) сначала описывается в понятном им (компьютерам) виде (в двоичной системе счисления), а затем действия по её обработке в их устройствах сводятся к применению простой алгебры логики (булевой алгебры, основоположником которой в 19-ом веке стал известный английский математик Дж. Буль [1, 3]). Поскольку практически все математические действия могут быть сведены к выполнению булевых (логических) операций, то достаточно быстрый электронный компьютер может быть применим для решения большинства как математических задач, так и большинства задач по обработке информации, легко сводящихся к математическим операциям. При этом результаты выполненной на компьютере задачи могут быть представлены пользователю при помощи его различных устройств ввода-вывода информации (например, таких как ламповые индикаторы, мониторы и принтеры). Современный компьютер не может самостоя-

тельно "понимать" те слова, которые он показывает на экране монитора (дисплея). Он лишь механически отображает заданные ему программой символы, линии и цвета при помощи устройств ввода-вывода. Человеческий же мозг пользователя сам признаёт в изображённом на экране его монитора образы, числа или слова и придаёт им те или иные смысловые значения. Таким образом, современный компьютер при помощи программного обеспечения способен принимать, хранить и осуществлять поиск информации, а также обрабатывать и выводить информацию на различные виды его устройств вывода. При помощи вычислений современный компьютер способен обрабатывать информацию по заранее определённым пользователем **алгоритму** (этот термин происходит от латинского слова "*algorithmi*" – "*система вычислений*") [1]). В настоящее время функция вычислений для компьютеров становится второстепенной и большинство современных компьютеров используется для обработки и управления информацией [3]. Заметим, что компьютерная информация в ЭВМ хранится в электронном виде в различных запоминающих устройствах, которые называются компьютерной памятью. Для длительного хранения информации используются постоянные носители компьютерной памяти, которые служат при вводе данных в компьютер и при выводе результатов его работы. Для хранения выполняемых в данный момент программ и промежуточных данных используется оперативная память компьютера, которая работает значительно быстрее постоянных носителей памяти. В компьютерной технике для обозначения двоичных цифр применяется термин **бит** – сокращение английского словосочетания "*двоичная цифра*" ("*binary digit*" – "*bit*"). Для передачи и хранения в ЭВМ информации применяют восьмибитовые коды – **байты** (*byte*). Существует 256 восьмибитовых чисел. Этого достаточно для кодирования всех заглавных и строчных букв всех национальных алфавитов, цифр, знаков препинания, символов и служебных кодов, используемых при передаче информации [3, 8]. Количество информации измеряют в байтах. Заметим, что в одном байте достаточно информации для представления одной буквы алфавита или двух десятичных цифр. Один килобайт (1 Кбайт) равен 1024 байт, один мегабайт (1 Мбайт) равен 1024 Кбайт = 1048576 байт, а один гигабайт (1 Гбайт) равен 1024 Мбайт = 1073741824 байт [3]. Современные носители информации имеют ёмкость до десятков гигабайт. Для эффективного решения с помощью компьютера указанных выше вычислительных задач разной сложности человечество преодолело на пути своего научно-технического прогресса многие трудности неудачи.

• **Архитектура компьютеров.** Способность цифровых ЭВМ к выполнению определённого изменяемого пользователем набора инструкций (программ) без необходимости физической переконфигурации вычислительной машины является фундаментальной особенностью современного компьютера. Эта особенность получила свое дальнейшее развитие тогда, когда вычислительные машины приобрели способность динамически управлять процессом выполнения заданной им программы. Это позволяет компьютеру самостоятельно изменять порядок выполнения инструкций (программ) в зависимости от состояния его данных. Во время выполнения вычислений на ЭВМ часто бывает необходимо сохранить промежуточные данные для их дальнейшего использования. Производительность многих компьютеров в значительной степени определяется скоростью, с ко-

торой они могут "читать" и "писать" значения данных в (из) памяти и её общей ёмкости [3]. Первоначально компьютерная память использовалась только для хранения промежуточных значений данных, но вскоре было предложено сохранять код программы в той же самой памяти, что и значения данных. Автором такого подхода оказался американский математик Джон фон Нейман (рис. 5), ставший одним из основоположников архитектуры современных компьютеров [3]. Кстати, термин архитектура происходит от греческого слова "*architektonikē*" – "*искусство проектировать и строить*" [1]). В этой связи под архитектурой ЭВМ принято понимать наиболее общие принципы построения и функционирования компьютеров. Отсюда и появилось в области технической кибернетики и вычислительной техники понятие "**архитектура фон Неймана**" (1946 год) [3, 8]. В соответствии с "архитектурой фон Неймана" в состав компьютера должны входить: 1) устройство, выполняющее арифметические и логические операции; 2) устройство управления; 3) запоминающее устройство; 4) внешние устройства для ввода-вывода данных обработки. Большинство современных компьютеров в целом соответствует указанным выше фундаментальным принципам Дж. фон Неймана [3, 8].



Рис. 5. Известный американский математик Джон фон Нейман (родился в Венгрии) – один из основоположников создания в мире архитектуры современных компьютеров [3]

Однако, арифметическо-логическое устройство и устройство управления, как правило, в современных ЭВМ объединены в центральный процессор – вычислительный "мозг" электронной машины. Удачное техническое решение Дж. фон Неймана используется и сегодня в большинстве компьютерных систем. Тем не менее, для управляющих электронных контроллеров (по сути микро-ЭВМ) более удобной оказалась схема, при которой значения обрабатываемых данных и программы хранятся в различных разделах (частях) памяти компьютера ("**гарвардская архитектура**") [3, 8].

• **Классификация компьютеров.** Остановимся на принятом подходе к вопросу классификации ЭВМ, изложенном в [3]. Современные компьютеры согласно информационным данным из [3, 8] различают:

- **По типу системы обработки потока поступающих данных**, включающему: а) цифровую систему; б) аналоговую систему.
- **По системам счисления**, включающим: в) двоичную; г) троичную; д) четверичную; е) десятичную.
- **По элементной базе**, включающей: ж) релейную; з) ламповую; и) феррит-диодную; к) транзисторную дискретную; л) транзисторную интегральную.
- **По назначению**, содержащему: м) калькулятор; н) миникомпьютер; о) мэйнфрейм (большой компьютер); п) стационарный персональный компьютер; р) ноутбук; с) карманный компьютер; т) коммуникатор; у) смартфон; ф) надеваемый компьютер; х) планшетный компьютер; ц) сервер; ч) суперкомпьютер.

Для наглядности и лучшего представления рассматриваемой техники укажем далее изображения и основные свойства ряда приведенных типов компьютеров. На рис. 6 приведен общий вид современного миникомпьютера Wibrain B1 UMPC, работающего на процессоре с низким потреблением энергии Intel Pentium или VIA C7-M при частоте около 1 ГГц [8]. На рис. 7 показан внешний вид современного большого американского компьютера (мейнфрейма) IBM System z9 (модель 2004 года) [9]. **Мейнфрейм** является большой высокопроизводительной универсальной ЭВМ со значительным объемом оперативной и внешней памяти, предназначенной для организации централизованных хранилищ компьютерных данных большой ёмкости и оперативного выполнения высокообъемных вычислительных работ разного рода [9].



Рис. 6. Внешний вид современного миникомпьютера (ультрамобильного компьютера) Wibrain B1 UMPC [8]



Рис. 7. Общий вид мейнфрейма IBM System z9 (модель 2004), выпускаемого американской корпорацией IBM [9]

История мейнфреймов начинается с появления в США в 1964 году универсальной компьютерной системы типа IBM System/360, на разработку которой корпорация IBM затратила около 5 миллиардов долларов. Термин "мейнфрейм" происходит от названия типовых процессорных стоек этой системы. Клоны IBM System/360 выпускались во многих странах мира, в том числе и в СССР (вспомним компьютеры серии ЕС ЭВМ) [9]. На данный момент мейнфреймы американской корпорации IBM занимают доминирующее положение на мировом рынке подобных ЭВМ. Мейнфреймы IBM используются в более чем 25 000 организаций по всему миру [9]. Сейчас в России этих ЭВМ функционирует до 7000. Около 70 % всех важных бизнес-данных обрабатывается на мейнфреймах.

На рис. 8 изображен внешний вид переносимого персонального компьютера – **ноутбука**. Этот вид компактного компьютера содержит все необходимые компоненты (в том числе и монитор) в одном небольшом корпусе, складывающемся в виде книги (отсюда произошло и название данного вида персональной ЭВМ) [10]. Подключая к ноутбуку внешние клавиатуру, мышь, монитор, звуковые колонки, модемы, игровые устройства и иные внешние устройства, ноутбук можно превратить в настольный компьютер.



Рис. 8. Внешний вид ноутбука Acer Aspire 8920 [10]

Для достижения малых размеров в ноутбуках применяются специальные технологии: разработанные для них специализированные интегральные микросхемы (типа ASIC), запоминающие устройства и жесткие диски уменьшенных габаритов, компактная клавиатура, не содержащая цифрового поля, внешние блоки питания и минимум интерфейсных гнезд для подключения внешних устройств. Ноутбуки содержат развитые средства подключения к проводным и беспроводным сетям, встроенное мультимедийное оборудование (например, динамики, микрофон и веб-камеру). В последнее время вычислительная мощность и функциональность ноутбуков не сильно уступают их старшим "собратьям" – стационарным персональным компьютерам, а иногда и превосходит их.

На рис. 9 представлены внешние виды современного **карманного компьютера** ("личного цифрового секретаря") O2 XDA Iii и Acer 10 [10].



Рис. 9. Внешний вид современных карманных компьютеров O2 XDA Iii (а) и Acer 10 (б) (2009 год) [10]

Отметим, что идея карманного компьютера ("наладонника") сформировалась в 1990-е годы. Предназначен он для чтения пользователем книг, словарей, энциклопедий, а также электронной почты, веб-страниц, журналов и иных документов в разных текстовых форматах. Этот компьютер особенно эффективен при наличии модуля GPS (глобальной системы позиционирования) и ряда специальных компьютерных программ для планирования различных маршрутов на местности. Управление им, как правило, происходит с помощью небольшого по размерам и разрешению экрана, чувствительного к нажатию пальца или специальной палочки-указки – стилуса (клавиатура и мышь отсутствуют).

После презентации аппаратно-программной платформы Microsoft Tablet PC в ноябре 2002 года в мире оформилась новая разновидность ноутбуков, получившая название **планшетного персонального компьютера** (рис. 10) [10]. Они оборудованы сенсорным экраном и позволяют работать при помощи стилуса или пальцев как с использованием, так и без использования клавиатуры и мыши. Главной отличительной особенностью данного семейства персональ-

ных компьютеров являются их аппаратная совместимость с IBM PC-компьютерами и установленные на них полноценные операционные системы (например, Windows XP Tablet PC Edition и Windows 7) [10, 11].



Рис. 10. Внешний вид современного планшетного ноутбука Toshiba 3500 (2008 год) [10]

С 2010 года после выпуска в США планшетника Apple iPad (рис. 11) широкое распространение получили интернет-планшеты, совмещающие в себе качества ноутбука и смартфона. Этот тип планшетных компьютеров с диагональю экрана от 4 до 11 дюймов имеет возможность быть постоянно подключенным к сети Интернет через средства беспроводного интернет-соединения Wi-Fi или 3G/4G. Для управления интернет-планшетом используется сенсорный экран, откликающийся на нажатие пальцев руки без использования физической клавиатуры и мыши. **Интернет-планшеты** удобно использовать для веб-серфинга (просмотра ряда веб-сайтов и веб-страниц), запуска веб-приложений и взаимодействия с веб-службами.



Рис. 11. Внешний вид современного интернет-планшета Apple iPad (2010 год) [10]

Суперкомпьютерами называются стационарные цифровые ЭВМ с наибольшими объемами памяти, находящиеся на пике доступных на сегодня вычислительных мощностей, особенно в области математических операций с числами [11]. Современные **суперкомпьютеры** используются для моделирования сложных физических и биологических процессов (например, для моделирования ядерных реакций, климатических изменений на Земле, процессов в живой клетке и человеческом организме). По вычислительной мощности суперкомпьютеры превосходят мейнфреймы (см. рис. 7), для которых производительность исчисляется в десятки миллионов операций в секунду, а время наработки на отказ составляет ~15 лет [11, 12].

• **Стационарный персональный компьютер.** Весь спектр современных вычислительных систем можно разделить на три больших класса: микрокомпьютеры (микрокомпьютеры), мейнфреймы и суперкомпьютеры

[12, 13]. Основными признаками микрокомпьютеров (микрокомпьютеров) является шинная организация их систем, высокая стандартизация аппаратных и программных средств и высокая ориентация на широкий круг потребителей. Микрокомпьютер или стационарный (настольный – "**desktop**") персональный компьютер появился в середине 1970-х годов [11]. Он стал компьютером, предназначенным для эксплуатации одним пользователем, то есть для личного использования. Подавляющее большинство людей сейчас используют в качестве персональной ЭВМ настольные и различные переносные компьютеры (см. рис. 6, 8-11). Несмотря на то, что изначально этот компьютер был создан как вычислительная машина, в настоящее время он используется часто как средство доступа в информационные сети и как платформа для компьютерных игр. На рис. 12 приведено схематическое изображение основных составных частей современного настольного персонального компьютера. К такому типу компьютера с указанными на рис. 12 его частями разработчики вычислительной техники пришли не сразу.

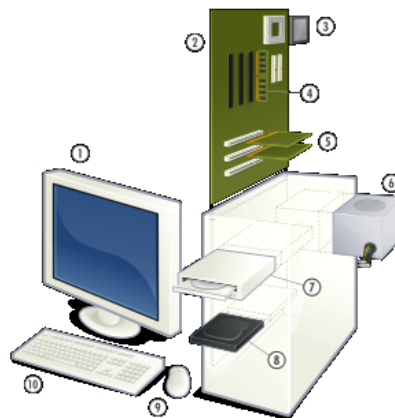


Рис. 12. Основные составные части типичного современного стационарного персонального компьютера (1 – жидкокристаллический монитор; 2 – материнская плата; 3 – центральный процессор; 4 – оперативная память; 5 – карты расширений; 6 – блок питания; 7 – оптический привод; 8 – жесткий диск; 9 – мышь компьютера; 10 – клавиатура) [12]

Для этого понадобились огромные интеллектуальные и финансовые ресурсы и многие годы напряженной работы передовых фирм мира, занимавшихся компьютерной техникой. Остановимся ниже на основных вехах этого важного научно-технического пути. В 1975 году Билл Гейтс и Пол Аллен решили написать интерпретатор программного языка Basic для компьютера типа Altair-8800 и основали компанию Microsoft (США), специализировавшуюся на разработке программного обеспечения для компьютеров [8]. В 1976 году начался кустарный выпуск стационарного персонального компьютера Apple I (рис. 13), послужившего предтечей развития одного из современных производителей персональных компьютеров – американской корпорации Apple Computer [11].



Рис. 13. Один из первых стационарных персональных компьютеров Apple I (1976 год) [11]

В июне 1977 года первый серийно выпускавшийся американской компанией Apple Computer (была основана 1 апреля 1976 года Стивом Джобсом и Стивом Возняком) персональный компьютер Apple II (рис. 14) предложил пользователям интегрированную клавиатуру, цветную графику, звук, пластиковый корпус и восемь слотов расширения своей памяти [8].



Рис. 14. Американский стационарный персональный компьютер Apple II, явившийся в конце 1970-х годов одним из лучших в мире персональных компьютеров [11]

Компьютер Apple II положил начало настоящей революции в области персональных компьютеров. Это была цифровая вычислительная машина для широких народных масс, а не только для инженеров и учёных. 12 августа 1981 года американская фирма IBM представила широкой публике первую модель своего персонального компьютера IBM PC 5150 (рис. 15), ставшую фактическим родоначальником современных персональных компьютеров. К 1983 году компьютер марки IBM PC стал мировым стандартом для персональных компьютеров. Отметим, что сейчас именно эти компьютеры и составляют значительную часть от всех производимых мировым сообществом стационарных персональных компьютеров. Раздельная схема построения персонального компьютера, содержащая системный блок и подключаемые к нему через интерфейсные кабели и стандартные интерфейсы (например, USB) разнообразные самостоятельные устройства (например, монитор, клавиатуру, мышь, звуковые колонки, веб-камеру, принтер, сканер и др.), было исторически самой первой. Она до сих пор остается самой распространенной в мире схемой сборки стационарных персональных компьютеров [8].



Рис. 15. Американский стационарный персональный компьютер IBM PC 5150 (1981 год), ставший основой для всех современных настольных микрокомпьютеров [11]

В 1983 году на смену персональному компьютеру IBM PC пришёл компьютер IBM PC/XT, включавший в себя уже жесткий диск. В январе 1984 года произошло "рождение" первого успешного серийно выпускаемого персонального компьютера с настольным манипулятором типа "мышь", которая была изобретена в 1963 году Дугласом Энгельбартом, и полностью

графическим интерфейсом. Данный компьютер был назван компанией Apple как Macintosh (рис. 16) [11].



Рис. 16. Общий вид первой модели персонального компьютера Macintosh 128k (компания Apple, 1984 год) [11]

В начале 1980-х годов наиболее популярны были язык программирования Basic (для "чайников"), текстовый редактор WordStar (назначения "горячих" клавиш которого используются нами и до сих пор) и табличный процессор VisiCalc, переросший к настоящему времени в "гиганта" под названием Excel [11]. Деловой мир убедился, что покупать компьютеры стало выгодно. С их помощью можно было значительно эффективнее выполнять бухгалтерские расчёты, составлять документы и выполнять другие виды работ. В результате оказалось, что для многих организаций необходимые им расчёты можно было уже выполнять не на больших ЭВМ (мейнфреймах), а на персональных компьютерах. Причем, такой коммерческий подход к выбору ЭВМ был значительно дешевле. Потребительский спрос на этот вид компьютеров возрос. В 1984 году американская компания Amiga Corporation в лице Эрджи Майкла и Дэйва Морса устроила демонстрацию первого в мире персонального мультимедийного компьютера Amiga 1000 (рис. 17).



Рис. 17. Внешний вид стационарного персонального компьютера Amiga 1000 (1984 год) [11]

В 1990 году фирма Microsoft выпустила системный программный продукт для персональных компьютеров, названный Windows 3.0. В этом же году английский программист Тим Бернерс-Ли разработал язык HTML (Hypertext Markup Language), ставший языком разметки гипертекстов и основным форматом Web-документов) и прототип Всемирной "компьютерной паутины" [12]. В 1992 году начался выпуск популярного домашнего компьютера Amiga 1200. В 1993 году фирма Intel выпустила 64-х разрядный микропроцессор Pentium, который состоял из 3,1 миллиона транзисторов и мог выполнять 112 миллионов операций в секунду [11]. В 1995 году компания NEC объявила о завершении разработок первого в мире кристалла с объемом памяти в 1 Гбайт. В том же году благодаря усилиям фирмы Microsoft появилась новая операционная система Windows 95. В 1996 году фирма Microsoft для программного обеспечения персональных компьютеров выпустила Internet Explorer 3.0, ставшего достаточно серьезным конкурентом Netscape Navigator [11]. В 1997 году фирма Apple выпустила операционную систему Macintosh OS 8. История

домашних микрокомпьютеров в СССР в целом мало чем отличается от истории их развития в США, Западной Европе и Юго-Восточной Азии. Укажем, что уже в конце 1980-х годов в СССР появились клоны популярного английского 8-ми разрядного компьютера ZX Spectrum. В 1990-е годы в СССР достаточно широкое распространение получил 16-ти разрядный IBM-совместимый компьютер "Поиск". Выпускались и другие домашние компьютеры, совместимые с IBM-машинами. Например, "Ассистент-128" и "Электроника МС 1504" (рис. 18) [11]. Эти микрокомпьютеры сыграли свою положительную роль во внедрении персональных компьютеров в быт и производство.



Рис. 18. Общий вид стационарного персонального компьютера "Электроника МС 1504" (1990 год) [11]

На рис. 19 показан общий вид современного настольного персонального компьютера раздельной сборки с дисплеем электронно-лучевого исполнения.



Рис. 19. Внешний вид современного стационарного персонального компьютера (1 – принтер; 2 – монитор; 3 – клавиатура; 4 – компьютерная мышь; системный блок башенного типа установлен справа внизу рабочего стола) [14]

Отметим, что в 2005 году по данным аналитической компании IDC мировые поставки персональных компьютеров составили 202,7 миллионов штук (рост продаж по сравнению с 2004 годом составил 15,8 %) [10, 11]. В 2007 году продажи персональных компьютеров в мире по данным той же компании IDC составили уже 269 миллионов штук (рост по сравнению с предыдущим годом на 14,3 %). Лидером по продажам таких компьютеров стала тогда американская компания Hewlett-Packard (около 18,2 % всех поставок) [10]. В 2008 году продажи персональных компьютеров в мире составили 291 миллион штук, а в 2009 году – 308,3 миллионов штук. Приведенные данные свидетельствуют о непрерывном росте компьютеризации человеческого общества и об усилении роли цифрового компьютера в нашем развивающемся социуме.

• **Аналоговый компьютер.** Аналоговая вычислительная машина (АВМ) в отличие от цифровой машины представляет в своих электронных и иных цепях числовые данные при помощи аналоговых физических переменных (например, скорости, длины, напряжения, тока, давления и др.) [15]. В этом и состоит главное отличие АВМ от цифрового компьютера. К созданию АВМ электронного и иного видов человечество шло не одно столетие. Укажем наиболее значимые

достижения землян на этом долгом и трудном научно-техническом пути. Одним из самых древних на Земле аналоговых приборов считается антикитерский механизм (рис. 20) – механическое устройство, обнаруженное европейскими археологами в 1902 году на затонувшем в море древнем судне недалеко от греческого острова Антикитера [15]. Принято считать, что астрологи и астрономы пользовались аналоговым прибором "астролябия" (рис. 21) с 4-го века до н. э. вплоть до 19-го века нашей эры. Данный механический прибор использовался для определения положения звезд на небосклоне и вычисления продолжительности дня и ночи. Современным потомком астролябии является планисфера – подвижная карта звёздного неба, используемая в учебных целях.



Рис. 20. Внешний вид древнего антикитерского механизма, являющегося аналоговым прибором (около 100 года до н. э., Национальный археологический музей, г. Афины) [15]

Логарифмическую линейку, изобретенную английским математиком Уильямом Отредом (1654 год), можно считать первым аналоговым вычислительным прибором [3, 15]. В 1814 году английский учёный Дж. Герман создал планиметр. Это было аналоговое устройство, предназначенное для нахождения площади, ограниченной замкнутой кривой на плоскости [15].

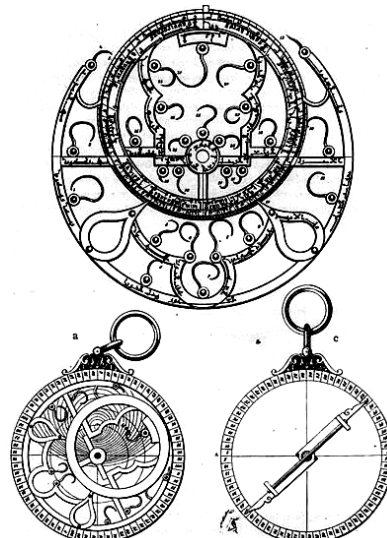


Рис. 21. Общие виды древних астролябий, применявшихся землянами в астрономии (около 1208 года, Персия) [15]

В 1878 году польским математиком Абданк-Абакановичем была разработана теория интеграфа – аналогового интегрирующего устройства, позволяющего получать значение интеграла от произвольной функции, изображённой на плоском графике [15]. В 1904 году известный российский корабельный инженер и математик А.Н. Крылов (в 1916 году он был избран действительным членом Российской академии

наук [6]) изобрел первую модель механической вычислительной машины, решающей дифференциальные уравнения [15]. Эта машина применялась им при проектировании морских кораблей. В 1930 году Ван-невэр Буш (США) создал механическую интегрирующую машину, применявшуюся при расчёте траектории стрельбы для корабельных орудий. 1935 год ознаменовался выпуском первой советской электродинамической счётно-аналитической машины САМ (модель Т-1) [15]. Для этой машины были разработаны механический интегратор и электрический расчётный стол с целью определения стационарных режимов электроэнергетических систем. В период 1942-1944 гг. специалистами США был создан операционный усилитель постоянного тока, имеющий достаточно высокий коэффициент усиления. Это дало возможность конструировать аналоговые компьютеры (рис. 22) на постоянном токе без движущихся частей.

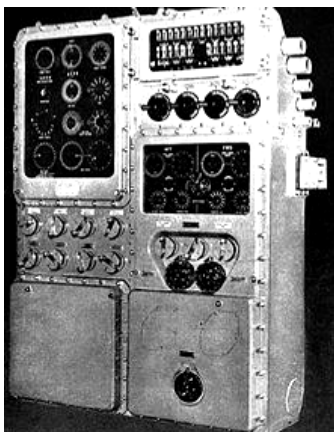


Рис. 22. Американский электронный аналоговый компьютер US Navy Mk III Torpedo Data Computer для управления торпедным огнём подлодок, использовавшийся субмаринами США во время Второй мировой войны (1944 год) [15]

Другим примером использования аналоговых приборов в военных целях может служить аналоговый механизм прицеливания американского бомбового прицела "Norden" (рис. 23) для бомбардировщиков периода Второй мировой войны (1939-1945 гг.) [15].



Рис. 23. Музейная модель серийно выпускавшегося аналогового бомбового прицела "Norden" (США, 1944 год) [15]

В период 1945-1946 гг. в СССР под руководством ученого-электронщика Л.И. Гутенмахера были изобретены первые электронные аналоговые машины с повторением решения моделируемой на АВМ задачи [15]. К концу 1949 года советскими специалистами был изобретён ряд эффективных **электронных АВМ** на постоянном токе, что фактически и положило начало развитию аналоговой вычислительной техники в СССР. В 1958 году американский ученый Фрэнк Розенблатт разработал первый нейрокомпьютер "Марк-1", который не являлся полностью аналоговым устройством,

а скорее относился к гибридным электронным системам [15]. Начиная с 1960-х годов, аналоговые компьютеры имели большой успех и стали повседневным научным инструментом ученых ведущих стран мира для решения ими специфических прикладных задач в различных областях науки и техники. В СССР расцвет электронных аналоговых компьютеров с их серийным выпуском в достаточно больших объемах пришёлся на 1970-е годы. На рис. 24 приведен фрагмент американской электронной АВМ типа МОНАИ, используемой при создании самолетов [15].



Рис. 24. Электронный аналоговый компьютер МОНАИ, созданный авиастроительной компанией "Боинг" для решения различных аэродинамических задач (США, 1953 год) [15]

На рис. 25. показан внешний вид американской электронной АВМ "Newmark" (1960 год), использовавшейся для вычисления дифференциальных уравнений. В настоящее время эта АВМ находится в Кембриджском технологическом музее [15].



Рис. 25. Общий вид американской электронной АВМ "Newmark" (1960 год), применявшейся при решении различных прикладных задач математической физики [15]

- **Классификация АВМ.** Следует отметить, что все АВМ можно разделить на две основные группы [15]: 1) специализированные, предназначенные для решения заданного весьма узкого класса задач; 2) универсальные, предназначенные для решения широкого спектра задач. В зависимости от типа рабочего тела все созданные в мире АВМ подразделяются на [15]:
 - **Механические машины,** в которых машинные переменные воспроизводятся механическими перемещениями ее элементов. Основными достоинствами механических АВМ являются высокая надежность и обратимость, позволяющие воспроизводить большинство прямых и обратных математических операций. Этот вид АВМ применяют, в основном, при построении высоконадежных вычислительных устройств применительно к сложной технике (см. рис. 23).
 - **Пневматические машины,** в которых переменные представляются в виде величин давления воздуха (га-

за) в различных точках специально построенной сети. Основными элементами такого вида АВМ являются дроссели, емкости (камеры) и мембраны. Механические дроссели играют роль сопротивлений. Пневматические емкости представляют из себя глухие или проточные камеры, давление в которых вследствие сжимаемости воздуха растет по мере их наполнения данным газом. Мембраны используются для преобразования давления воздуха. Такие АВМ отличаются значительными погрешностями. Поэтому их применяют там, где нельзя использовать другие виды вычислительных машин: во взрывоопасных средах, в средах с высокими температурами и в автоматических системах промышленного химического производства.

- *Гидравлические машины*, в которых переменные воспроизводятся в виде величин давления жидкости.

- *Электронные машины*, в которых переменные представляются электрическим напряжением постоянного тока. Этот вид АВМ (см. рис. 22, 24 и 25) получил достаточно широкое распространение в связи с высокой надежностью, большим быстродействием, удобством в управлении и получении результатов.

На рис. 26 показан общий вид электронной АВМ СССР с контрольно-измерительной аппаратурой, наборными полями, блоками суммирования (сумматорами), блоками интегрирования (интеграторами) и блоками дифференцирования (дифференциаторами).



Рис. 26. Внешний вид советской электронной АВМ (1978 год) с различными наборными полями и блоками [15]

Укажем, что при работе электронного аналогового компьютера имитируется процесс вычисления требуемой величины. При этом технические характеристики, представляющие цифровые данные для исковой величины, в ходе времени постоянно меняются. Результатом работы такого аналогового компьютера являются либо графики, изображенные на бумажной ленте или на экране осциллографа, либо электрические сигналы, которые используются для контроля соответствующего процесса или работы того или иного механизма. Эти компьютеры хорошо приспособлены для осуществления автоматического контроля над производственными процессами. Обусловлено это тем, что они моментально реагируют на различные изменения во входных данных. Такого рода компьютеры широко используются и в научных исследованиях. Особенно там, где относительно недорогие электрические устройства способны имитировать изучаемые физические процессы. На рис. 27 представлен общий вид *электронной АВМ "АКАТ-1"* (Польша, 1985 год) из нашего недалекого прошлого, успешно послужившей интересам науки и техники [15].



Рис. 27. Внешний вид польского электронного аналогового компьютера "АКАТ-1" (1985 год) с наборными полями и электронно-лучевой трубкой для регистрации результатов электронного моделирования решаемой задачи [15]

4. ИЗОБРЕТЕНИЕ МИРОВОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СЕТИ ИНТЕРНЕТ

По мере создания в мире высокоэффективных персональных компьютеров в больших количествах появилось глобальное информационное пространство, именуемое "Всемирной паутиной" (World Wide Web, WWW) [16]. Физической основой такого нового веб-пространства стала всемирная система объединенных компьютерных сетей, построенная на базе протоколов IP и маршрутизации IP-пакетов. К середине 2008 года число пользователей, регулярно использующих всемирную глобальную информационную сеть (*Интернет*), составило около 1,5 миллиардов человек (около четверти населения Земли) [16]. В настоящее время Интернет вместе с подключенными к нему компьютерами служит технической основой для дальнейшего развития информационного человеческого общества на нашей планете. А началось все в области информационной сети Интернет с заказа в 1957 году Агентства США по перспективным оборонным научно-исследовательским разработкам, направленного на создание надежной системы передачи информации американского военного ведомства Пентагона на основе компьютерной сети. Разработка такой сети была поручена Калифорнийскому университету (г. Лос-Анджелес), Стэнфордскому исследовательскому центру, университету г. Юта и университету г. Санта-Барбара в штате Калифорния. Данная компьютерная сеть была названа ARPANET (Advanced Research Projects Agency Network) [16]. В 1969 году в рамках проекта эта компьютерная сеть объединила четыре указанных научных учреждения США. Первый сервер (этот технический термин происходит от английского слова "server" – "компьютерное устройство, осуществляющее диспетчерские и управляющие функции" [1]) в сети ARPANET был установлен 2 сентября 1969 года в Калифорнийском университете (г. Лос-Анджелес). К 1971 году была разработана первая программа для отправки электронной почты по компьютерной сети. В 1973 году к сети ARPANET через трансатлантический телефонный кабель были подключены первые иностранные организации из Великобритании и Норвегии [16]. Так данная компьютерная сеть стала международной. 1 января 1983 года сеть ARPANET в своей работе перешла с протокола NCP на TCP/IP, который успешно применяется и до сих пор. Именно в 1983 году термин Интернет закрепился за компьютерной сетью ARPANET. В 1984 году Национальный научный фонд США основал новую обширную межуниверситетскую компьютерную сеть NSFNet (National Science Foundation Network) [16]. За год к этой сети подключи-



НЕСТАЦИОНАРНЫЙ НАГРЕВ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

Розглянута математична модель нестационарного та квазістатичного нагріву рухомих об'єктів під впливом різних джерел тепла. Описана математична постановка задачі і наведені приклади теплового розрахунку.

Рассмотрена математическая модель нестационарного и квазистатического нагрева движущихся объектов различными источниками тепла. Описана математическая постановка задачи и приведены примеры теплового расчета.

Достаточно часто при исследовании различных явлений приходится сталкиваться с задачами нагрева либо движущихся объектов (остановка двигателя дисковым тормозом, индукционный нагрев движущегося объекта), либо неподвижных тел движущимся источником тепла (нагрев контактной поверхности движущейся электрической дугой). Такие задачи предполагают нагрев тела поверхностным источником тепла (тормозная колодка и движущаяся дуга) или нагрев тела внутренними источниками тепла с граничными условиями третьего рода на поверхности тела.

Уравнение теплопроводности в случае таком случае имеет вид:

$$c \cdot \rho \cdot \frac{d\vartheta}{dt} = \nabla \cdot (\lambda \cdot \nabla \vartheta), \quad (1)$$

где c – теплоемкость; ρ – плотность; ϑ – температура; λ – теплопроводность.

Полная производная в (1) может быть представлена [1]:

$$\frac{d\vartheta}{dt} = \frac{\partial \vartheta}{\partial t} + (\vec{v} \cdot \nabla) \cdot \vartheta, \quad (2)$$

где $\vec{v}$ – скорость движения.

В декартовой системе координат:

$$\nabla = \vec{e}_x \cdot \frac{\partial}{\partial x} + \vec{e}_y \cdot \frac{\partial}{\partial y} + \vec{e}_z \cdot \frac{\partial}{\partial z}, \quad (3)$$

где $\vec{e}$ – единичный вектор (орт).

Тогда, уравнение теплопроводности будет иметь вид:

$$c \cdot \rho \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \nabla \cdot (\lambda \cdot \nabla \vartheta) - c \cdot \rho \cdot (\vec{v} \cdot \nabla) \cdot \vartheta. \quad (4)$$

Следовательно, движение аналогично стоку тепла, пропорционального скорости движения.

Уравнение (4) должно быть дополнено начальными и граничными условиями.

В качестве первого примера рассмотрим нагрев стального диска диаметром 40 мм за счет сил трения между диском и прямоугольной накладкой. Сила трения 10 кН. Диск вращается со скоростью 10 м/с. В этом случае выделяемую мощность можно представить как поверхностный источник тепла (Вт/м^2) в области накладки. Остальная поверхность диска охлаждается за счет конвективного теплообмена, плоскость $z = 0$ – плоскость симметрии. В этом случае:

$$(\vec{v} \cdot \nabla) \cdot \vartheta = v_x \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial x} + v_y \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial y}. \quad (5)$$

Причем, составляющие скорости определяются по формулам:

$$v_x = -v \cdot \frac{y}{(x^2 + y^2)^{0.5}}; \quad v_y = v \cdot \frac{x}{(x^2 + y^2)^{0.5}}. \quad (6)$$

Результат расчета через время 40 мс показан на рис. 1.

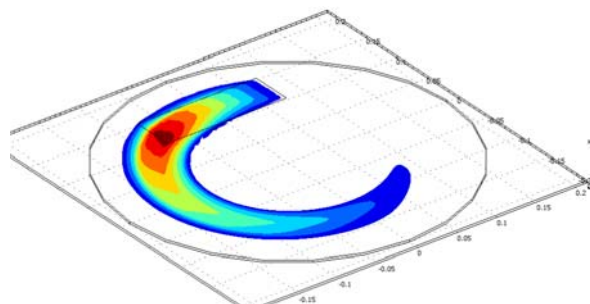


Рис. 1. Распределение температуры по поверхности диска через 40 мс после начала процесса

Максимальное значение температуры равно 413°C и находится на краю прямоугольной области. Расчетное время может быть изменено, результат расчета температуры через 150 мс, показан на рис. 2.

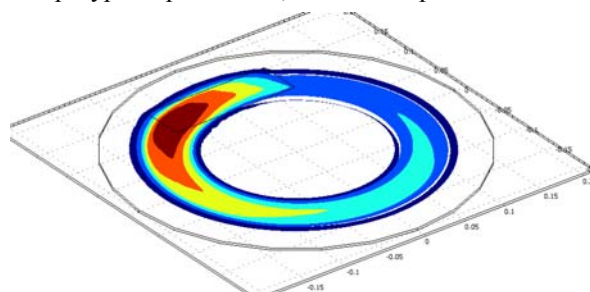


Рис. 2. Распределение температуры в диске через 150 мс после начала процесса

Максимальное значение температуры в этом случае равно 425°C .

Далее, была решена задача по воздействию на поверхность медного диска движущегося источника тепла большой мощности (аналог – лазерная обработка материала, воздействие дуги на контактную поверхность). Сама постановка задачи не отличается от рассмотренной выше, однако, необходим учет скрытой теплоты фазовых переходов. Такой учет проводился увеличением значения теплоемкости в областях температур, близких к температуре фазовых переходов.

На рис. 3 показан результат теплового воздействия движущегося источника тепла на поверхность достаточно толстой медной пластины при скорости движения равной 0,25 м/с.

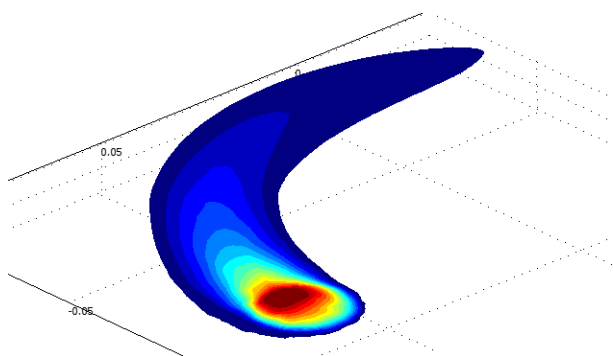


Рис. 3. Картина теплового поля воздействия на пластину мощного кругового источника тепла

Максимальное значение температуры равно 4400°C, так что скрытая теплота фазовых переходов должна быть учтена.

На рис. 4 показан объем проплавленной области.

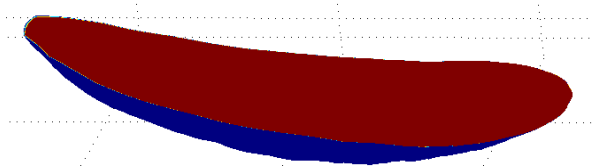


Рис. 4. Размер расплавленной области

Необходимо отметить, при неподвижном источнике тепла соответствующая область имеет много больший объем.

В том случае, когда нагрев движущегося тела происходит за счет внутренних объемных источников тепла, уравнение теплопроводности должно быть дополнено:

$$c \cdot \rho \cdot \frac{\partial \vartheta}{\partial t} = \nabla \cdot (\lambda \cdot \nabla \vartheta) - c \cdot \rho \cdot (\vec{v} \cdot \nabla) \cdot \vartheta + q, \quad (7)$$

где q – мощность внутренних источников тепла.

В качестве примера была решена задача индукционного нагрева движущегося металлического стержня кольцевым индуктором.

Можно предположить, что постоянная времени тепловых процессов много больше электромагнитной, а тепловой процесс – квазистатический. В этом случае расчетная система уравнений при игнорировании токов смещения (как правило, токи смещения в проводнике на несколько порядков меньше токов проводимости $\omega \cdot \sigma \gg \omega^2 \cdot \epsilon$):

$$j \cdot \omega \cdot \sigma \cdot \vec{A} + \nabla \times \left(\frac{1}{\mu} \cdot \nabla \times \vec{A} \right) - \sigma \cdot \vec{v} \cdot \nabla \times \vec{A} = \vec{\delta}; \quad (8)$$

$$0 = \nabla \cdot (\lambda \cdot \nabla \vartheta) - c \cdot \rho \cdot (\vec{v} \cdot \nabla) \cdot \vartheta + q,$$

где ω – круговая частота; σ – проводимость; $\vec{A}$ – векторный магнитный потенциал; μ – абсолютная магнитная проницаемость; v – скорость движения среды; $\vec{\delta}$ – плотность тока сторонних источников.

Расчетная схема показана на рис. 5.

Уравнения (8) должны быть дополнены граничными условиями: нулевое значение магнитного потенциала на внешней границе либо имитация бесконечной границы; граничное условие третьего рода на поверхности нагреваемого тела.

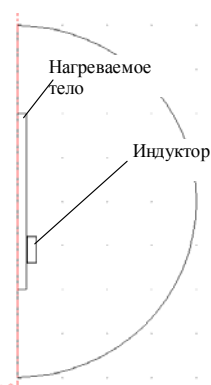


Рис. 5. Расчетная схема

Для определения значения внутреннего источника тепла (омических потерь) с учетом значений скорости движения необходимо воспользоваться соотношением:

$$q = 0.5 \cdot \text{Re}(\delta_\phi \cdot (\text{conj}(E_\phi) + \text{conj}(v_z \cdot B_r))), \quad (9)$$

где conj – обозначает сопряженный комплекс, Re – действительная часть выражения.

В качестве исходных данных принимались значения: плотность тока индуктора – 5 А/мм²; частота – 50 кГц; материал нагреваемой заготовки – немагнитная сталь; коэффициент теплоотдачи с поверхности – 5 Вт/м²/°C; скорость движения нагреваемого тела – (1-2) м/с.

На рис. 6 показаны результаты расчета температуры на поверхности заготовки в зависимости от скорости движения.

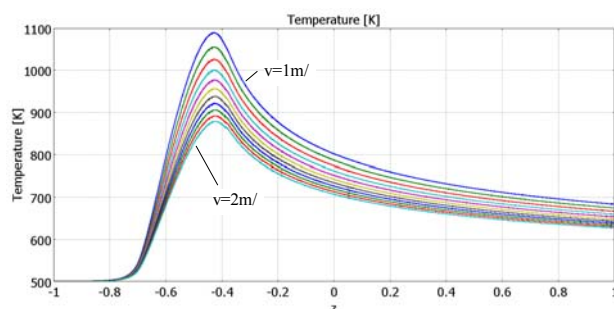


Рис. 6. Распределение температуры по поверхности нагреваемого тела в функции скорости при частоте 50 кГц и плотности тока в индукторе 5 А/мм²

Полученная мультифизическая модель даёт возможность детального анализа происходящих физических процессов.

Так на рис. 7 показано распределение температур при частоте равной 25 кГц, а на рис. 8 показано влияние плотности тока в индукторе на температуру нагрева поверхности.

Причем, как показывают расчеты, коэффициент теплоотдачи с поверхности мало влияет на максимальное значение температуры, так как процессы переноса тепла определяются, в основном, теплопроводностью нагреваемого материала (сталь).

Наибольшее значение на максимальную температуру поверхности оказывает значение проводимости нагреваемого материала. На рис. 9 показано распределение температур для материала, проводимость которого в 4 раза больше, чем у ранее рассмотренного

материала. Естественно, что данные приведены для сравнения, так как расчетная температура нагрева значительно превышает температуру плавления материала.

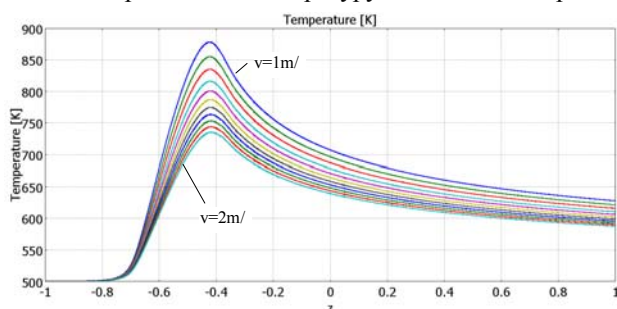


Рис. 7. Распределение температуры по поверхности нагреваемого тела в функции скорости при частоте 25 кГц и плотности тока в индукторе 5 А/мм²

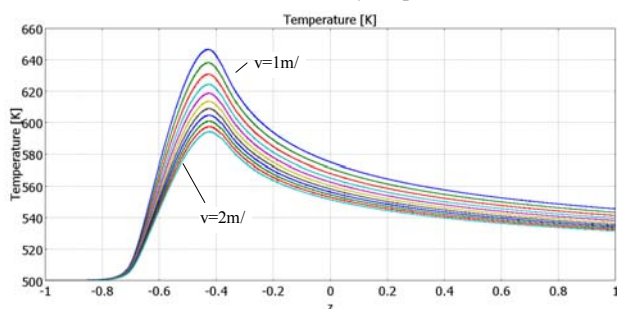


Рис. 8. Распределение температуры по поверхности нагреваемого тела в функции скорости при частоте 50 кГц и плотности тока 2,5 А/мм²

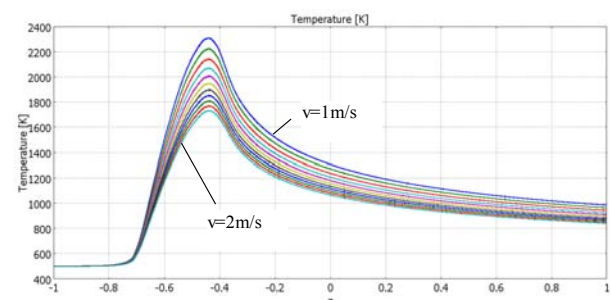


Рис. 9. Распределение температуры по поверхности нагреваемого тела в функции скорости при частоте 50 кГц и плотности тока в индукторе 5 А/мм² в случае большей проводимости нагреваемого объекта

За счет явно выраженного поверхностного эффекта, нагреву подвергается слой толщиной порядка 6 мм (рис. 10).

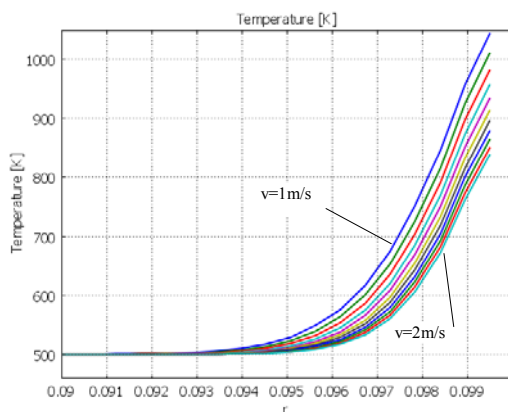


Рис. 10. Распределение температуры по радиусу нагреваемого объекта

На рис. 11 показана картина эквипотенциальных линий магнитного потенциала, из которой виден явно выраженный электромагнитный поверхностный эффект.

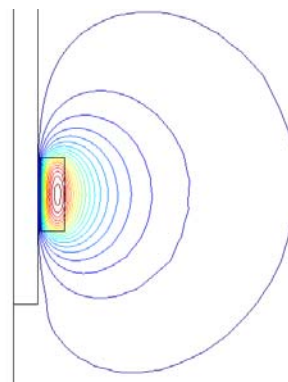


Рис. 11. Распределение магнитного потенциала

Причем, для неферромагнитного нагреваемого материала максимальное значение магнитной индукции на его поверхности достаточно велико – 0,52 Тл.

Полученные математические модели могут быть достаточно легко адаптированы к другой геометрии, начальным и граничным условиям.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Френкель Я.И. Курс теоретической механики. – Ленинград: Типография "Красный печатник", 1939. – 386 с.

REFERENCES: 1. Frenkel Ya.I. *Kurs teoreticheskoy mehaniki*. Leningrad: Krasniy pehatnik Publ., 1939. 386 p.

Поступила (received) 19.11.2013

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.,
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт",
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076976, e-mail: baida_kpi@i.ua

E.I. Baida

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine

Transient heating of moving objects.

A mathematical model of transient and quasistatic heating of moving objects by various heat sources is considered. The mathematical formulation of the problem is described, examples of thermal calculation given.

Key words – quasistatic heating, moving objects, induction heating.

УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ВЕНТИЛЬНЫЙ РЕАКТИВНЫЙ ДВИГАТЕЛЬ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ КОММУТАЦИОННЫМ БУФЕРОМ

У статті запропонована схема живлення універсального вентильного реактивного двигуна з послідовним комутаційним буфером. Показано, що використання послідовного комутаційного буфера покращує вихідні характеристики універсальних вентильних реактивних двигунів при живленні від мережі однофазного змінного струму, а також усуває необхідність переключення ємностей в залежності від режиму живлення двигуна.

В статье предложена схема питания универсального вентильного реактивного двигателя с последовательным коммутационным буфером. Показано, что использование последовательного коммутационного буфера улучшает выходные характеристики универсальных вентильных реактивных двигателей при питании от сети однофазного переменного тока, а так же устраняет необходимость переключения емкостей в зависимости от режима питания двигателя.

В регулируемых электроприводах вентильные реактивные двигатели (ВРД) способны составить конкуренцию частотно-регулируемым асинхронным двигателям, благодаря таким преимуществам, как надежность и простота конструкции, широкий диапазон регулирования частоты вращения высокая ремонтно-пригодность, низкие эксплуатационные затраты, высокие массогабаритные характеристики, высокий КПД во всем диапазоне регулирования [1]. С целью расширения их области применения в [2] был предложен ВРД, который может работать, как от источника постоянного напряжения, так и от трехфазной и однофазной сети переменного тока.

Известные универсальные коллекторные двигатели работают от источника постоянного и переменного напряжения [3]. Универсальные асинхронные двигатели работают от однофазной и трехфазной сети переменного тока [4]. Вентильный реактивный двигатель, который может работать от источника постоянного напряжения, однофазной и трехфазной сети, нами предложено назвать универсальным вентильным реактивным двигателем (УВРД).

Схема питания УВРД (рис. 1) содержит трехфазный выпрямитель, который благодаря наличию управляемых ключей способен изменять свою конфигурацию в зависимости от рода питания, распределенную емкость $C1.1 - C1.6$ и емкость $C2$, которая выполняет роль фильтра выходного напряжения выпрямителя, и подключается при питании от однофазной и трехфазной четырехпроводной сети переменного тока. Ее значение выбирается на порядок выше значения емкости $C1$.

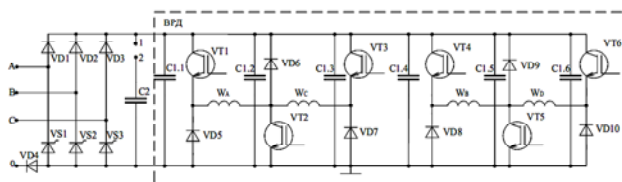


Рис. 1. Схема питания УВРД

Наличие в схеме выпрямителя, который "развязывает" источник питания и силовой полупроводниковый преобразователь, позволяет реализовать в УВРД способ одновременной коммутации фаз (ОКФ) для повышения энергетических характеристик двигателя [5]. Сущность данного способа заключается в непосред-

ственной передаче электромагнитной энергии от предыдущей рабочей фазы к последующей, минуя накопительный буфер энергии и источник питания УВРД. При этом происходит форсированное переключение участвующих в передаче энергии фаз, вследствие чего улучшается коэффициент заполнения токовой диаграммы и увеличивается момент двигателя.

Поскольку в начальный момент времени при одновременной коммутации в выключаемой фазе протекает значительный по величине ток, а во включаемой фазе ток равен нулю, то необходимо принять меры по обеспечению безопасной траектории переключения фаз, которую можно обеспечить подключением емкости $C1.1 - C1.6$ которую назовем параллельным коммутационным буфером. Для использования в полной мере преимуществ ОКФ емкость параллельного коммутационного буфера должна иметь малое значение.

В схеме рис. 1 возникает противоречие, связанное с тем, что для большего эффекта использования одновременной коммутации фаз необходима малая величина емкости, а при питании от однофазной сети переменного тока необходима хорошая фильтрация выходного напряжения выпрямителя, а, следовательно, и большее значение емкости. Это противоречие разрешено в схеме рис. 1 путем дополнительного подключения большой емкости $C2$, но это не позволяет в полной мере использовать преимущества ОКФ при питании от однофазной сети. К тому же подключение емкости $C2$ требует размещения дополнительных выводов в барне УВРД и ручной коммутации, что усложняет эксплуатацию двигателя и снижает надежность работы привода.

Дальнейшим развитием рассмотренной схемы является схема питания УВРД с последовательным коммутационным буфером, приведенная на рис. 2.

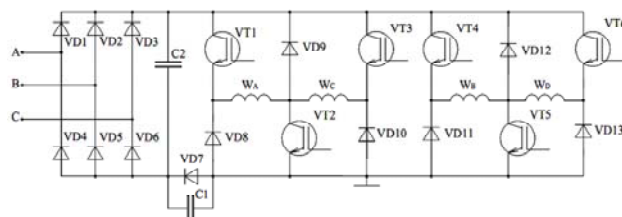


Рис. 2. Схема питания УВРД с последовательным коммутационным буфером

Данная схема обеспечивает работу ВРД как от сети постоянного тока, так и от однофазной и трехфазной сетей переменного тока. Но в ней, в отличие от схемы рис. 1, вместо параллельного коммутационного буфера используется последовательный коммутационный буфер С1. Величина емкости последовательного коммутационного буфера в несколько раз меньше емкости С2, которая подключена постоянно и служит фильтром при питании от однофазной сети переменного тока, и значение которой определяется требуемым сглаживанием пульсаций выпрямленного напряжения. Таким образом, в схеме рис. 2 не возникает противоречия при выборе величины емкостей, так как их функции четко распределены.

Как показано на рис. 3 при одновременной коммутации емкости С1 и С2 оказываются включенными последовательно, результирующее значение емкости становится меньше С1, поэтому преимущества ОКФ используются в полной мере независимо от режима питания.

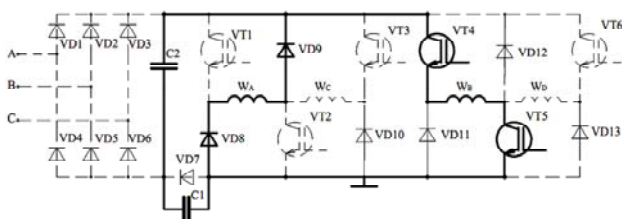


Рис. 3. Конфигурация схемы УВРД при ОКФ

Методом математического моделирования проведен сравнительный анализ работы УВРД с последовательным и параллельным коммутационными буферами.

Моделирование проводилось для двух УВРД: маломощного УВРД 1 (мощность $P_2 = 155$ Вт, номинальная частота вращения $n_2 = 1500$ об/мин, $C1 = 2$ мкФ, $C2 = 500$ мкФ) и тягового УВРД 2 (мощность $P_2 = 30$ кВт, номинальная частота вращения $n_2 = 615$ об/мин, $C1 = 10$ мкФ, $C2 = 2000$ мкФ).

На рис. 4 приведены временные зависимости напряжения на емкостях С1 и С2 и напряжения питания фаз УВРД 1 при работе от однофазной сети переменного тока. Как видно из графика, емкость С2 обеспечивает фильтрацию выходного напряжения выпрямителя, а емкость С1 – вольтодобавку при одновременной коммутации фаз.

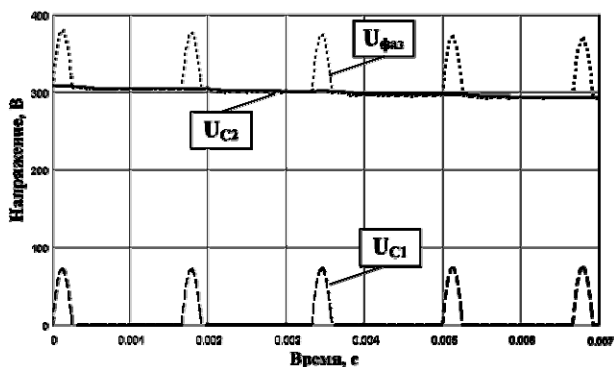


Рис. 4. Графики напряжения на емкостях и напряжения питания фаз

При питании фаз двигателя напряжение емкости С1 складывается с напряжением на выходе выпрямителя, обеспечивая форсированное переключение фаз.

Для сравнения параметров УВРД с использованием последовательного или параллельного коммутационного буфера был проведен расчет выходных характеристик двигателей – полезной мощности (P_2) и отношения электрических потерь в двигателе к полезной мощности (ξ).

Выходные параметры УВРД 1 и УВРД 2 в рассматриваемых схемах рис. 1 и рис. 2 при различных источниках питания для номинальных частот вращения приведены в табл. 1, 2.

Таблица 1

Параметры УВРД 1

Напряжение питания	Схема рис. 1		Схема рис. 2	
	P_2 , Вт	ξ , о.е.	P_2 , Вт	ξ , о.е.
Постоянное	165	0,27	164	0,27
Однофазное	178	0,30	187	0,32
Трехфазное	208	0,41	209	0,41

Таблица 2

Параметры УВРД 2

Напряжение питания	Схема рис. 1		Схема рис. 2	
	P_2 , кВт	ξ , о.е.	P_2 , кВт	ξ , о.е.
Постоянное	21,7	0,05	22	0,05
Однофазное	14,7	0,05	21	0,07
Трехфазное	35	0,07	35	0,08

На рис. 5, 6 приведены механические характеристики УВРД 2 при однофазном и трехфазном питании с использованием в схеме питания последовательного или параллельного коммутационного буфера.

Как видно из результатов расчета для УВРД 1 (табл. 1) использование последовательного коммутационного буфера практически не влияет на выходные характеристики двигателя при питании от источника постоянного напряжения и от трехфазной сети переменного тока, однако увеличивает выходную мощность на 5 % при однофазном питании.

Результаты расчета для УВРД 2 показывают, что использование последовательного коммутационного буфера дает значительное увеличение мощности двигателя при питании от однофазной сети переменного тока (на 42 %) при практически неизменном уровне электрических потерь.

Механические характеристики УВРД 2 (рис. 5) также отражают преимущество использования последовательного коммутационного буфера при однофазном питании – увеличение выходной мощности двигателя во всем диапазоне скоростей вращения.

При питании от сети постоянного тока и от трехфазной сети характеристики УВРД по схемам рис. 1 и рис. 2 идентичны (рис. 6). Но при этом в схеме рис. 2 несколько снижаются пульсации мгновенного момента двигателя за счет лучшей фильтрации напряжения выпрямителя, и емкость последовательного

коммутационного буфера работает при меньшем напряжении, чем емкость параллельного, что снижает эксплуатационные требования, предъявляемые к коммутационному буферу.

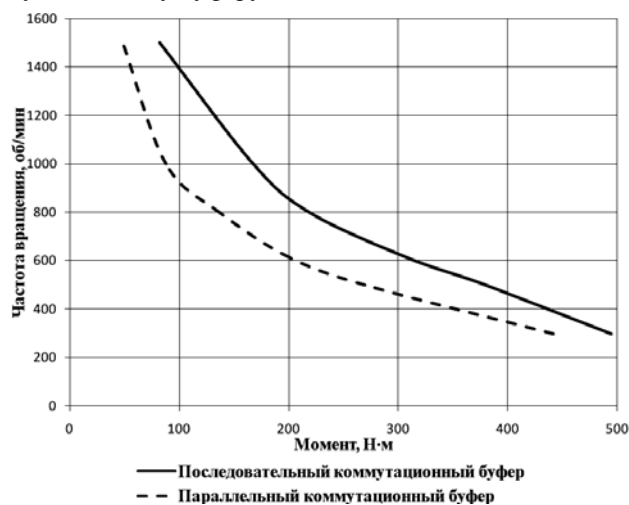


Рис. 5. Механические характеристики УВРД 2 при однофазном питании

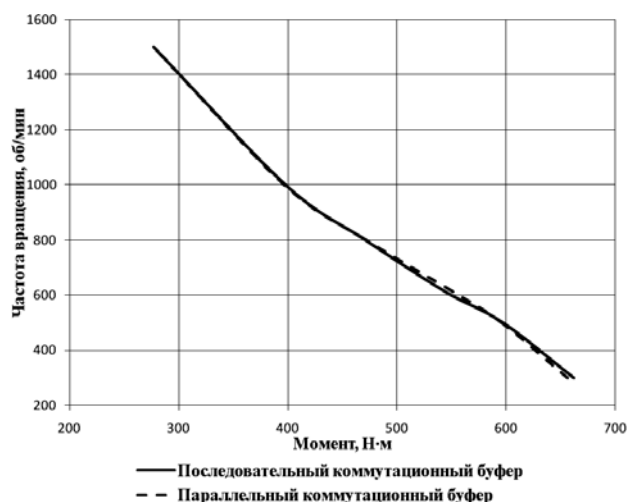


Рис. 6. Механические характеристики УВРД 2 при трехфазном питании

Полученные результаты свидетельствуют об эффективности работы универсального вентильного реактивного двигателя с последовательным коммутационным буфером.

Определение параметров схемы питания, способов и критериев управления УВРД, исследование характеристик двигателя в различных режимах питания и работы является предметом дальнейших исследований универсального вентильного реактивного двигателя.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бычков М.Г. Вентильно-индукторный электропривод: современное состояние и перспективы развития // Рынок электротехники. – 2007. – №2.
2. Лужнев А.И. Универсальный вентильный реактивный двигатель. Схема питания // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: "Електротехніка і енергетика". – 2013. – №1(14). – С. 178-182.
3. Копылов И.П. Электрические машины: Учебник для вузов. 2-е изд., перераб. – М.: Высшая школа, Логос, 2000. – 607 с.
4. Алексеев О.В., Китаев В.Е., под общ. ред. Шихина А.Я. Электротехнические устройства: Учебник для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 336 с.
5. Васильев Л.А., Мнускин Ю.В., Лужнев А.И. Одновременная коммутация фаз и ее влияние на выходные характеристики ВРД // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія "Електротехніка і енергетика". – 2009. – №9(158). – С. 43-47.

REFERENCES: 1. Bychkov M.G. Ventil'no-induktomij elektroprivod: sovremennoe sostojanie i perspektivy razvitija. *Rynok elektrotehniki*, 2007, no.2. 2. Luzhnev A.I. Universal'nyj ventil'nyj reaktivnyj dvigatel'. Shema pitaniya. *Naukovi praci Donec'kogo nacional'nogo tehnic'nogo universitetu. Serija: "Elektrotehnika i energetika"*, 2013, no.1(14), pp. 178-182. 3. Kopylov I.P. *Elektricheskie mashiny: Uchebnik dlja vuzov. 2-e izd., pererab.* Moscow, Vysshaja shkola Publ., Logos Publ., 2000. 607 p. 4. Alekseev O.V., Kitaev V.E., pod obshh. red. Shihina A.Ya. *Elektrotehnicheskie ustrojstva: Uchebnik dlja vuzov.* Moscow, Energoatomizdat, 1981. 336 p. 5. Vasil'ev L.A., Mnuskin Ju.V., Luzhnev A.I. Odnovremennaja kommutacija faz i ee vlijanie na vyhodnye harakteristiki VRD. *Naukovi praci Donec'kogo nacional'nogo tehnic'nogo universitetu. Serija "Elektrotehnika i energetika"*, 2009, no.9(158), pp. 43-47.

Надійшла (received) 22.10.2013

Васильев Леонид Александрович¹, к.т.н., доц.,

Мнускин Юрий Витальевич¹, к.т.н., доц.,

Лужнев Антон Игоревич¹, аспирант,

¹ Донецкий национальный технический университет,

83000, Донецк, ул. Артема, 58,

тел/phone +38 062 3010306, e-mail: lealvas@mail.ru,

urimn@gorizont.dn.ua, lugnev@mail.ru

L.A. Vasil'ev¹, Yu.V. Mnuskin¹, A.I. Luzhnev¹

¹ Donetsk National Technical University

58, Artyom Street, Donetsk, 83001, Ukraine

A multipurpose switched reluctance motor with a series commutation buffer.

In this paper, a power-supply circuit for a multipurpose switched reluctance motor with a series commutation buffer is presented. It is shown that a series buffer improves output characteristics of multipurpose switched reluctance motors under supply from a single-phase circuit and also lifts necessity of switching capacitors according to the motor power supply modes.

Key words – multipurpose switched reluctance motor, power circuit, simultaneous phases commutation, three-phase bridge rectifier, speed-torque characteristics.

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ ВЗАИМОСВЯЗЬ ПАРАМЕТРОВ И КРИТЕРИИ РАЦИОНАЛЬНОГО ВЫБОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Проаналізовано існуючі теоретичні й експериментальні залежності між енергетичними, електромагнітними та массогабаритними параметрами електричних апаратів. Обґрунтовано вибір узагальненого лінійного розміру. Отримано залежності енергетичних та електромагнітних параметрів електричних апаратів від лінійного розміру та виконана їх експериментальна перевірка. Розроблено критерії раціонального вибору електричних апаратів і їх серій, проведена оцінка їх практичного застосування.

Проанализированы существующие теоретические и экспериментальные зависимости между энергетическими, электромагнитными и массогабаритными параметрами электрических аппаратов. Обоснован выбор обобщенного линейного размера. Получены зависимости энергетических и электромагнитных параметров электрических аппаратов от линейного размера и выполнена их экспериментальная проверка. Разработаны критерии рационального выбора электрических аппаратов и их серий, проведена оценка их практического применения.

ВВЕДЕНИЕ

Многообразие электрических аппаратов (ЭА) [1-3] вызывает определенные затруднения в выработке единого подхода к оценке их свойств, прежде всего энергетических и массогабаритных. В то же время такой подход необходим для сравнительной оценки как аппаратов одного типа, изготавливаемых различными производителями, так и технического уровня (уровня качества проектирования) различных серий аппаратов между собой.

Целью работы является исследование взаимосвязи энергетических и электромагнитных параметров электрических аппаратов с их массогабаритными характеристиками, обоснование критериев рационального выбора электрических аппаратов и их серий.

ОСОБЕННОСТИ ЗАДАЧИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЗАИМОСВЯЗЕЙ МАССОГАБАРИТНЫХ И ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Проведенный для ряда ЭА анализ зависимостей между массогабаритными и энергетическими параметрами показал следующее. Грузоподъемные электромагниты постоянного тока [3] обладают неоднозначной и иногда нелинейной зависимостью как грузоподъемности, так и номинальной мощности от массы и, следовательно, линейного размера. При этом, если номинальная мощность может как опережать, так и отставать по степени увеличения от массы, то возрастание грузоподъемности – основного полезного параметра электромагнита, значительно отстает от роста общей массы и массы катушки.

Анализ массогабаритных и энергетических параметров ряда электромагнитных реле [4] показал, что зависимость между массой и рабочей мощностью реле является не только нелинейной, но и неоднозначной. Зачастую однотипное реле меньшей массы и габаритов имеет большую рабочую мощность.

В итоге был сделан вывод, что для однозначного описания габаритных характеристик ЭА необходимо определить, по аналогии с электрическими машинами (ЭМ) [5], условный геометрический размер. Так как габариты выражаются обычно в единицах длины, то и

условный геометрический размер необходимо определять как обобщенный линейный размер.

Следует отметить, что если в ЭМ, как правило, электромагнитная мощность незначительно отличается от полезной и, само собой разумеется, что машина с большей электромагнитной мощностью и более полезна – может производить большую работу, то в ЭА совсем не очевидно, что аппарат с большей номинальной или рабочей мощностью более эффективен. Это обусловлено тем, что в ЭА электромагнитная энергия часто не используется непосредственно как таковая, а определяет другие функции: эффективность коммутации; измерение определенных, не всегда электромагнитных параметров и т.д. И если в грузоподъемных электромагнитах связь между номинальной мощностью и грузоподъемностью представляется очевидной, хотя и нелинейной, то уже в электромагнитных реле полезными факторами являются значения пропускаемых через контакты токов и различных напряжений. Последние весьма опосредованно связаны с рабочей мощностью реле через усилия нажатия контактов, зазоры между контактами, ход якоря и т.п. В некоторых других видах ЭА, например, датчиках, связь между мощностью и полезным фактором еще менее очевидна.

Таким образом, для каждого вида ЭА необходимо, кроме условного геометрического размера, выделить одну или несколько полезных функций, для выполнения которых и предназначен аппарат, а затем искать взаимосвязь между геометрическими (массогабаритными) и непосредственно связанными с функцией ЭА энергетическими параметрами, что позволит сравнивать аппараты и их серии между собой и рационально выбирать их.

ЗАВИСИМОСТИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТ ЛИНЕЙНЫХ РАЗМЕРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Как было показано на примере электрических машин и трансформаторов [5-6], правильный выбор обобщенного линейного размера и определение взаи-

мосвязей с ним основных энергетических и электромагнитных свойств является основой для обобщающих зависимостей паспортных и массогабаритных параметров, поскольку базируется непосредственно на положениях теории подобия.

Формулирование обобщенного линейного размера для электрических аппаратов

Выбор обобщенного линейного размера (ОЛР) осуществлялся на основе следующих предпосылок:

1. Для удобства использования ОЛР должен иметь размерность длины.

2. Исходными данными для получения ОЛР должны быть лишь доступные паспортные данные ЭА.

3. Для простоты использования ОЛР должен рассчитываться по относительно несложным формулам без дополнительных коэффициентов.

Исходя из этого, было предложено в качестве ОЛР принять среднее геометрическое трех габаритных размеров ЭА (длины a , ширины b и высоты h): $\ell = \sqrt[3]{abh}$; $\ell_b = \sqrt[3]{a_b b_b h_b}$, где ℓ, ℓ_b – соответственно ОЛР расчетного ЭА серии и ЭА, принятого в серии за базовый; a_b, b_b, h_b – соответственно длина, ширина и высота ЭА, принятого в серии за базовый.

За базовый может приниматься один из аппаратов серии: минимальной, средней или максимальной мощности.

В соответствии с полученными в [5] для ЭМ результатами, было сделано предположение, что зависимости активной мощности P_1 , полной мощности S , массы m , напряжения U , силы F_t тяги, суммарных ΔP_s потерь и коэффициента γ потерь мощности ЭА от ОЛР имеют вид

$$P_1 = k_p \ell^{n_p}; \quad (1)$$

$$S = k_S \ell^{n_S}; \quad (2)$$

$$m = k_m \ell^{n_m}; \quad (3)$$

$$U = k_U \ell^{n_U}; \quad (4)$$

$$F_t = k_{F_t} \ell^{n_{F_t}}; \quad (5)$$

$$\Delta P_s = k_{\Delta P} \ell^{n_{\Delta P}}; \quad (6)$$

$$\gamma = k_\gamma \ell^{n_\gamma}, \quad (7)$$

где $k_p, k_S, k_m, k_U, k_{F_t}, k_{\Delta P}, k_\gamma$ – коэффициенты; $n_p, n_S, n_m, n_U, n_{F_t}, n_{\Delta P}, n_\gamma$ – соответствующие показатели степени.

Расчет показателей степени в зависимостях (1) – (7) мощности, массы, напряжения, силы тяги, потерь и коэффициента потерь мощности от ОЛР и мощности в зависимости от массы был проведен по следующим формулам:

$$n_p = \ln(P/P_b) / \ln(\ell/\ell_b); \quad n_S = \ln(S/S_b) / \ln(\ell/\ell_b);$$

$$n_m = \ln(m/m_b) / \ln(\ell/\ell_b); \quad n_U = \ln(U/U_b) / \ln(\ell/\ell_b);$$

$$n_{F_t} = \ln(F_t/F_{tb}) / \ln(\ell/\ell_b); \quad n_{\Delta P} = \ln(\Delta P/\Delta P_{sb}) / \ln(\ell/\ell_b);$$

$$n_\gamma = \ln(\gamma/\gamma_b) / \ln(\ell/\ell_b),$$

где $P_b, S_b, m_b, U_b, F_{tb}, \Delta P_{sb}, \gamma_b$ – соответственно мощность, полная мощность, масса, напряжение, сила тяги, потери и коэффициент потерь мощности ЭА, принятого в серии за базовый.

Зависимость электрических характеристик от линейного размера

В подавляющем большинстве ЭА способ охлаждения – естественная конвекция и от размеров (и мощности) аппарата не зависит. Допустимая температура перегрева определяется температурным индексом изоляции проводника, следовательно, также не зависит от ℓ , если конструкторы не применяют в больших аппаратах изоляционные материалы с более термостойкой изоляцией. Это позволяет предположить неизменность способа охлаждения и независимость от ℓ температуры перегрева проводников. Тогда можно считать тепловой поток Q на единицу площади постоянным, то есть принять его пропорциональным квадрату ОЛР ℓ^2 .

Из $Q \sim \ell^2$ следует, что электрические потери в стационарном режиме также должны быть пропорциональны ℓ^2 : $\Delta P_{Cu} \sim \ell^2$. В то же время $\Delta P_{Cu} = I^2 R_w = J^2 \rho s_c^2 \ell_c / s_c = J^2 \rho s_c \ell_c$, где J – плотность тока; R_w – сопротивление обмотки; ρ – удельное сопротивление материала обмотки; s_c – площадь поперечного сечения катушки; ℓ_c – длина проводника. Переходя к пропорциональности линейного размера, получаем $\ell^2 \sim J^2 \ell^3$. Считая ρ не зависящим от ℓ , так как температура проводника неизменна, получим $J \sim \ell^{-0.5}$. Данный вывод совпадает с результатами, представленными в [5]. Аналогично, теплопроводность пропорциональна квадрату линейного размера. При $\Delta P_{Cu} \sim \ell^2$ плотность тока не зависит от линейного размера.

В работе [5] установлено, что для геометрически подобных электромагнитных преобразователей энергии выполнение условия $\Delta \theta = \text{const}$, где $\Delta \theta$ – превышение температуры проводника с током, определяет зависимость

$$J = k_J \ell^{-0.5}, \quad (8)$$

где k_J – коэффициент пропорциональности.

Для контактов в месте контактирования важными являются две температуры – размягчения θ_1 и плавления θ_2 . Для надежной работы контактов необходимо, чтобы их температура не превосходила θ_1 , то есть при постоянной температуре θ_0 окружающей среды $\Delta \theta = \theta_1 - \theta_0 = \text{const}$. Согласно [7] $\Delta \theta = I^2 \rho / (\lambda \Pi_s q)$, где ρ – удельное сопротивление материала контактов, λ – коэффициент теплопроводности. Считая значения ρ и λ постоянными, периметр $\Pi_s \sim \ell$; площадь сечения контактов $q \sim \ell^2$, получаем $I^2 / \ell^3 = \text{const}$, откуда, с учетом $J \sim I / \ell^2$ находим $I^2 \ell / \ell^4 = J^2 \ell = \text{const}$. Следовательно, условием постоянства $\Delta \theta$ является зависимость (8).

Если считать мощность P_{cp} в точке контакта пропорциональной ℓ^2 , тогда $\Delta \theta = \text{const}$, так как поверхность охлаждения тоже пропорциональна ℓ^2 : $P_{cp} \sim I^2 R_c \sim S / (2r_c)$, где R_c – сопротивление стягивания; r_c – радиус площадки контактирования. С учетом известной зависимости [8]:

$$r_c \sim \sqrt{F_{cp}}, \quad (9)$$

где F_{cp} – сила контактного нажатия, выполнение условия (8) возможно при

$$r_c \sim \ell \Rightarrow F_{cp} \sim \ell^2, \quad (10)$$

следовательно, сила нажатия контактов должна быть пропорциональна ОЛР в квадрате.

При этом необходимо отметить следующее:

1. Радиус площадки контактирования при изменении ОЛР остается пропорциональным радиусу подводящего проводника, что подтверждает выполнение принципа геометрического подобия.

2. Поскольку $F_{cp} \sim \ell^2$, то мощность аппарата (катушки реле, контактора) также пропорциональна ℓ^2 , что дает большой запас при увеличении ОЛР или накладывает жесткие ограничения при уменьшении ОЛР.

Если же поставить задачу поддержания неизменной плотности тока

$$J = \text{const}, \quad (11)$$

то нужно иметь в виду, что для выполнения (11) совместно с $\Delta\theta = \text{const}$ (чтобы не изменять интенсивность охлаждения) необходимо выполнение следующих соотношений:

$$\begin{aligned} P_{cp} \sim S/(2r_c) \sim \ell^2 \Rightarrow \ell^2 \sim I^2/r_c \Rightarrow \ell^2 \sim J^2 \ell^4/r_c \Rightarrow \\ \Rightarrow r_c \sim \ell^2 \Rightarrow F_{cp} \sim \ell^4. \end{aligned} \quad (12)$$

Следовательно, при условии (11) сила нажатия и мощность аппарата пропорциональны четвертой степени ОЛР, что соответствует аналогичной зависимости для мощности в ЭМ. Однако следует иметь в виду, что соотношение (9) принято для односточечного контакта при его пластической деформации. Если контакт многоточечный, то в соответствии с $r_c \sim P_{cp}^{(0,7...1)}$ [7] в (10) получаем

$$F_{cp} \sim \ell^{(1...1,4)}, \quad (13)$$

а в (12)

$$F_{cp} \sim \ell. \quad (14)$$

В случае упругой деформации материала контакта [8] зависимость (9) имеет вид $r_c \sim \sqrt[3]{F_{cp}}$, а выражения (10) и (12) соответственно $F_{cp} \sim \ell^3, F_{cp} \sim \ell^6$.

С учетом (13) и (14) можно указать диапазон изменения показателя степени зависимости силы нажатия контактов от ОЛР для условий (8) и (11) соответственно $F_{cp} \sim \ell^{(1...3)}, F_{cp} \sim \ell^{(2...6)}$.

Электродинамические силы между проводниками и контактами

Электродинамические силы, возникающие между участками одного проводника и между двумя различными проводниками, вследствие взаимодействия проводника с током и магнитного поля определяются в соответствии с [9]: $F_{pr} = k_4 i^2$; $F_{in} = k_5 i_1 i_2$, где k_4, k_5 – коэффициенты пропорциональности; i – сила тока в проводнике; i_1, i_2 – сила тока в двух взаимодействующих проводниках.

Переходя с использованием площадей сечения $S_{wir}, S_{wir1}, S_{wir2}$ соответствующих проводников к плотностям токов, получаем $F_{pr} = k_4 J^2 S_{wir}^2$;

$F_{in} = k_5 J_1 S_{wir1} J_2 S_{wir2}$, а, учитывая пропорциональность площади сечения проводников квадрату ОЛР: $F_{pr} \sim k_4 J^2 \ell^4$; $F_{in} \sim k_5 J_1 J_2 \ell^4$. Считая, что сила действия ограничивается пределом σ_t прочности, то $F_{max} = k_6 \sigma_t S_{wir} \sim k_6 \sigma_t \ell^2$, где k_6 – коэффициент пропорциональности. Если считать $\sigma_t = \text{const}$ и $F_{pr} = F_{in} = F_{max}$, то в первом случае $k_4 J^2 \ell^4 = k_6 \sigma_t \ell^2$ и $J \sim \sqrt{k_6/k_4}/\ell$, а во втором случае $k_5 J_1 J_2 \ell^4 = k_6 \sigma_t \ell^2$ и $J_1 J_2 \sim (k_6/k_5)/\ell^2$. Следовательно, в обоих случаях плотность тока обратно пропорциональна ОЛР.

Если на проводник (перемычку) действует момент $M = i^2 r_c k_7 \sim J^2 \ell^4 \ell k_7 = J^2 \ell^5 k_7$, где k_7 – коэффициент пропорциональности, и в тоже время предельный момент $M_{max} \sim \sigma_t S_{wir} / \ell \sim k_8 \sigma_t \ell^3$, где k_8 – коэффициент пропорциональности, то $k_8 \sigma_t \ell^3 = J^2 \ell^5 k_7$ и $J \sim 1/\ell$.

Как было показано в [6], в мощных трансформаторах высокого напряжения на ОЛР влияют конструктивные факторы, мощность и напряжение. Однако основным является влияние мощности. Это объясняется значительными габаритами, определяемыми мощностью в силу того, что силовые трансформаторы высокого напряжения имеют большую мощность, и необходимые воздушные промежутки в значительной мере обеспечиваются за счет больших габаритов.

В отличие от трансформаторов, в ЭА высокого напряжения габариты определяются не столько мощностью, сколько необходимостью создания изоляционных промежутков для предотвращения возникновения процесса пробоя. Длина изоляционного промежутка определяется пробивным напряжением U_{dc} , которое при атмосферном давлении и промежутках порядка миллиметров и более определяется как [10]: $U_{dc} = a_0 l_{in} + b_0 \sqrt{l_{in}}$, где a_0, b_0 – коэффициенты; l_{in} – длина изоляционного промежутка. Учитывая, что для воздуха $a_0/b_0 \approx 4$, можно для промежутков порядка десятков сантиметров с погрешностью, не превышающей 1,5 %, считать зависимость пробивного напряжения от изоляционного промежутка линейной.

Зависимость энергетических параметров от линейного размера

В отличие от ЭМ [5], для ЭА определяемые энергетические параметры напрямую связаны с работой, развиваемой рабочим органом, и различными ее составляющими. Так, качество ЭА тягового типа напрямую определяется значением развиваемого усилия и затрачиваемой на это работой. Кроме этого, важными энергетическими параметрами всех типов ЭА являются КПД и плотность тока в обмотке, определяющие соответственно их эффективность и тепловые режимы работы.

Представляет интерес взаимосвязь силы тяги электромагнита и ОЛР для геометрически подобных

электромагнитов (ГПЭ). По аналогии с геометрически подобными ЭМ [11], геометрически подобными электромагнитами можно назвать такие электромагниты, в которых все размеры при изменении ОЛР изменяются в одинаковое число раз. Предварительно в качестве ОЛР ℓ для ГПЭ можно принять корень кубический из габаритного объема ГПЭ $\ell = \sqrt[3]{abh}$, где a – длина; b – ширина; h – высота ГПЭ.

Согласно [7], сила F_t тяги электромагнита при ненасыщенной магнитной цепи может быть найдена как $F_t = B_p^2 s_{nm} / 2\mu_0$, где B_p – магнитная индукция в полюсе; s_{nm} – площадь поперечного сечения, нормального к направлению магнитного потока; μ_0 – магнитная проницаемость вакуума. Считая площадь пропорциональной квадрату ОЛР и выразив магнитную индукцию через напряженность H магнитного поля в воздушном зазоре между полюсом и якорем ГПЭ, получаем

$$F_t \sim 0,5 \mu_0 H^2 \ell^2. \quad (15)$$

При этом для упрощения было принято, что поле в воздушном зазоре между полюсом и якорем равномерное и для него

$$H = IW / l_\delta, \quad (16)$$

где I – ток в обмотке ГПЭ, W – число витков обмотки ГПЭ, l_δ – длина воздушного зазора между полюсом и якорем.

Погрешность, вызываемая предположением о равномерности поля в зазоре между полюсом и якорем, невелика в силу, как правило, небольшого значения отношения длины воздушного зазора к поперечному линейному размеру полюса. Переходя к плотности J тока в проводнике обмотки с площадью s_{wir} поперечного сечения находим из (15) с учетом (16): $F \sim 0,5 \mu_0 J^2 s_{wir}^2 \ell^2 / \delta^2$. Полагая W независимым от ОЛР, δ пропорциональным ОЛР, а s_{wir} пропорциональной квадрату ОЛР, получаем

$$F_t \sim J^2 \ell^4 \ell^2 / \ell^2 = J^2 \ell^4. \quad (17)$$

Согласно [5] для геометрически подобных ЭМ, если основываться на постоянстве температуры перегрева обмоток, плотность тока обратно пропорциональна корню квадратному из ОЛР. Поскольку обмотки ГПЭ принципиально не отличаются от обмоток ЭМ, то можно считать, что для них также справедливо (8). Из (17) с учетом (8) получаем

$$F_t \sim \ell^3. \quad (18)$$

Таким образом, сила тяги электромагнита пропорциональна кубу ОЛР, если плотность тока в обмотке обратно пропорциональна корню квадратному из ОЛР.

Если же считать, как в [11], плотность тока не зависящей от ОЛР, то сила тяги ГПЭ пропорциональна четвертой степени ОЛР, т.е. из $J = \text{const}$ следует

$$F_t \sim \ell^4. \quad (19)$$

Однако для выполнения (19) необходимо с увеличением ОЛР интенсифицировать охлаждение обмотки, так как ее площадь охлаждения пропорциональна ℓ^2 , а тепловой поток на единицу площади, как

это показано в [5], пропорционален ℓ . Следовательно, с ростом ОЛР для поддержания постоянной температуры перегрева обмотки необходимо увеличивать коэффициент теплоотдачи.

Для выбора между зависимостями (18) и (19) рассмотрим влияние ОЛР на силу F_s , необходимую для изгиба плоской пружины, на которой находится электрический контакт. Электромагнит и пружина с контактом являются частями электромагнитного реле. Согласно [12], сила прогиба плоской пружины может быть представлена в виде $F_s = b_{sp} h_{sp}^2 \sigma_c / (6 l_F)$, где b_{sp} , h_{sp} – ширина и толщина пружины; l_F – расстояние от точки заземления до точки приложения силы; σ_c – напряжение изгиба в пружине.

Поскольку b_{sp} , h_{sp} и l_F являются линейными размерами и, следовательно, могут считаться пропорциональными ОЛР, а напряжение изгиба, очевидно, не зависит от ОЛР, то можно считать, что $F_s \sim \ell \ell^2 / \ell = \ell^2$. Следовательно, сила, необходимая для прогиба плоской пружины на единичное расстояние, пропорциональна квадрату ОЛР. Однако, если расстояние, на которое необходимо произвести прогиб пружины, должно быть пропорционально ОЛР (например, при изменении всех размеров электромагнитного реле, в том числе и провала контактов, в соответствии с изменением ОЛР), то становится очевидным, что необходимая для этого сила F'_s должна быть получена путем умножения F_s на ℓ :

$$F'_s = F_s \ell \sim \ell^3. \quad (20)$$

Таким образом, если электромагнитное реле в целом подчиняется принципу геометрического подобия, то сила тяги ГПЭ, найденная по (18) имеет тот же вид, что и сила, необходимая для привода контактной системы реле (20). Следовательно, в этом случае сила тяги, являясь достаточной для одного реле из ряда геометрически подобных аппаратов, будет необходимой и достаточной для всех остальных реле из этого ряда. Поэтому зависимость (18) является наиболее естественной для ГПЭ, плотность тока зависит от ОЛР по (8) и в интенсификации охлаждения ГПЭ при росте линейных размеров нет необходимости.

Связь работы электромагнита с его линейным размером

Поскольку можно считать силу $F_t \sim B^2 s_p$ [7], где B – магнитная индукция; s_p – площадь полюса, то при $J = \text{const}$ и геометрическом подобии МДС пропорциональна ℓ^2 , а воздушный зазор – ℓ . Тогда, если магнитная цепь не насыщена, $H \sim \ell^2 / \ell \sim \ell$, а индукция $B \sim \ell$ и $F_t \sim \ell^2 \ell^2 \sim \ell^4$.

Если из постоянства температуры нагрева $J \sim \ell^{-0,5}$, то тогда МДС пропорциональна $\ell^{1,5}$, а воздушный зазор пропорционален линейному размеру и напряженность $H \sim \ell^{1,5} / \ell \sim \ell^{0,5}$, откуда $B \sim \ell^{0,5}$, $F_t \sim \ell \ell^2 \sim \ell^3$.

При неизменности магнитной индукции $F_t \sim \ell^2$.

В первом случае произведенная электромагнитом при включении работа $A = F_i \delta \sim \ell^4 \ell \sim \ell^5$, во втором $A = F_i \delta \sim \ell^3 \ell \sim \ell^4$, в третьем $A = F_i \delta \sim \ell^2 \ell \sim \ell^3$.

Мощность $P = F_i v \sim \ell^{2...4} \ell = \ell^{3...5}$ (здесь v – линейная скорость якоря). В ЭМ же мощность пропорциональна $\ell^{(3,5...4)}$ [5].

Зависимость КПД электрических аппаратов от линейного размера

В теории и практике ЭМ, как и в других областях техники, одним из важнейших параметров считается коэффициент полезного действия (КПД). Этот параметр наряду с такими определяющими факторами, как тип, мощность и частота вращения ЭМ, приводят во всех справочных и паспортных данных и выносят на таблички, размещаемые на корпусе соответствующего устройства. В то же время для ЭА, в том числе коммутационных, КПД не считается важнейшим параметром. Возможно, это имеет место по двум причинам.

Во-первых, само понятие КПД для ЭА не определено. Если для ЭМ это отношение полезной мощности, т.е. мощности, отдаваемой в нагрузку, к потребленной мощности, то для ЭА, например, коммутационных, это скорее отношение мощности, пропущенной на коммутируемое устройство, к мощности, полученной от одного или нескольких источников, обычно из сети. Пропущенная мощность не всегда может считаться полезной, т.к. прежде чем совершить работу она может пройти ещё несколько преобразований, в том числе и по виду энергии.

Во-вторых, для коммутационных ЭА КПД, определенный как отношение мощности, пропущенной к последующим электротехническим устройствам, например, ЭМ, к мощности, потребленной ЭА, как правило, весьма близок к 100 %.

Так, например КПД магнитного пускателя ПМЕ-100, включенного на номинальное напряжение U_n и ток I_n составляет [13]:

$$\eta = 1 - \Delta P_s / (U_n I_n) = 1 - (P_n + 2R_c I_n^2) / (U_n I_n) = 1 - (3,6 + 2 \cdot 0,04 \cdot 1,5^2) / (500 \cdot 1,5) = 0,99496 \Rightarrow 99,496 \%,$$

где ΔP_s – суммарные потери мощности в пускателе; P_n – номинальная мощность обмотки, $P_n = 3,6$ Вт; R_c – переходное сопротивление контакта пускателя ПМЕ-100 при длительном прохождении номинального тока.

Аналогично такими же высокими будут КПД других пускателей, предохранителей и прочих (других есть) видов ЭА, отличаясь друг от друга только в третьем знаке. Естественно, такими КПД пользоваться достаточно неудобно.

В связи с этим было предложено для рассматриваемых ЭА применять параметр "коэффициент γ потерь мощности" (КПМ), который характеризует расход энергии на выполнение функций ЭА и определяется как отношение мощности потерь в ЭА к мощности на его входе или к пропущенной мощности, поскольку они различаются незначительно. Определим коэффициент потерь мощности через коэффициент η полезного действия. Поскольку $\eta = P_2 / P_1$, где P_2 – полезная мощность, P_1 – потребляемая мощность, тогда

$$\gamma = P_1 - P_2 / P_1 = 1 - \eta = P_1 / P_1 - P_2 / P_1 = \Delta P_s / P_1,$$

где ΔP_s – мощность потерь.

Для реле переменного тока $\gamma = \Delta S / S_1$. Мощность потерь реле переменного тока $\Delta S = UI \approx EI = 4,44 W f \Phi_m I = 4,44 W f B_m S_{st} J s_{win}$, где S – полная мощность; E – ЭДС катушки; f – частота тока; Φ_m , B_m – амплитуда магнитного потока и индукции; S_{st} , s_{win} – площадь стали и меди обмотки. Принимая $W f B_m J = \text{const}$, а $s_{st} \sim \ell^2$ и $s_{win} \sim \ell^2$, получаем, что $\Delta S \sim \ell^4$. Следовательно, потери мощности в катушке реле пропорциональны четвертой степени ОЛР в отличие от ЭМ, где потери пропорциональны третьей степени.

Рассмотрим мощность, пропускаемую реле, которую можно принять потребляемой. Полагая напряжение между контактами реле пропорциональным ОЛР, а ток, протекающий по контактам, пропорциональным сечению контактов, то есть квадрату ОЛР, при неизменности плотности тока, получаем, что полная мощность, пропускаемая реле, $S_1 \sim \ell^3$. Таким образом, $\gamma = \Delta S / S_1 \sim \ell^4 / \ell^3 = \ell$.

Зависимость плотности энергии поля от линейного размера

В соответствии с теорией электромагнитного поля [14], плотность энергии частных случаев общего поля – магнитного и электрического составляет соответственно: $w_m = BH/2$; $w_{el} = DE/2$, где B и H – индукция и напряженность магнитного поля; D и E – индукция и напряженность электрического поля. Таким образом, энергия ограниченного объема поля очевидно пропорциональна этому объему, и, следовательно, кубу ОЛР при постоянстве параметров поля:

$$W_{vm} \sim BH\ell^3; W_{vel} \sim DE\ell^3. \quad (21)$$

Как было показано в [5], для ЭМ, основанных на использовании магнитного поля, преобразование энергии в которых происходит в воздушном зазоре, мощность, а, следовательно, и энергия в единицу времени, пропорциональна четвертой степени ОЛР. В [5] показано, что степень зависимости мощности от ОЛР может изменяться в пределах 3,5...5 для электрических машин различных габаритов, причем с увеличением мощности показатель степени имеет тенденцию к понижению.

Рассмотрим, какой вид принимает выражение (21) безотносительно к конструкции преобразователя энергии.

В индуктивных машинах с электромагнитным возбуждением для создания магнитного поля необходим индуктор, представляющий собой катушку или проводник с током. Представляется очевидным, что напряженность магнитного поля пропорциональна току индуктора (числу ампер-витков), отнесенному к ОЛР. Если плотность тока в индукторе постоянна, то с учетом $I = JS \sim J\ell^2$ получаем: $H \sim I/\ell \sim J\ell^2/\ell = J\ell$. В этом случае возможны два варианта зависимости магнитной индукции от H : линейная зависимость и нелинейная зависимость вплоть до насыщения. В первом случае формула (21) преобразуется к виду

$$W_{vm} \sim BH\ell^3 = \mu_0 H^2 \ell^3 \sim J^2 \ell^2 \ell^3 = J^2 \ell^5, \quad (22)$$

во втором случае, считая стальные участки магнитопровода насыщенными и $B = \text{const}$ получим

$$W_{vm} \sim BH\ell^3 \sim J^2\ell\ell^3 = J^2\ell^4. \quad (23)$$

В [5] показано, что для выполнения условия постоянства температуры перегрева обмоток и неизменности вида и интенсивности их охлаждения, т.е. постоянства теплоотдачи с поверхности проводников, плотность тока должна быть обратно пропорциональна корню квадратному из ОЛР. При этом выражения (22) и (23) принимают соответственно вид

$$W_{vm} \sim J^2\ell^5 \sim (1/\ell)\ell^5 = \ell^4, \\ W_{vm} \sim J^2\ell^4 \sim (1/\sqrt{\ell})\ell^4 = \ell^{3,5}.$$

Для анализа зависимости энергии поля от ОЛР в емкостных преобразователях, т.е. основанных на использовании электрического поля, запишем выражение (21) с учетом $D = \varepsilon\varepsilon_0 E$, $U = E\ell$, откуда

$$W_{vel} \sim \varepsilon\varepsilon_0 E^2\ell^3 = \varepsilon\varepsilon_0 U^2\ell, \quad (24)$$

где ε – относительная диэлектрическая проницаемость; ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума.

В соответствии с изложенным и существующей градацией напряжения на низкое и высокое можно отметить следующее: в электромагнитных устройствах низкого напряжения, так же как и в электромагнитной технике сверхвысокого напряжения, ОЛР можно считать зависящим не от конкретного напряжения, а от его класса. В этом случае зависимость энергии поля от ОЛР носит линейный характер (24), а зависимость энергии и мощности от ОЛР электромагнитной техники высокого напряжения подчиняется кубическому закону.

Зависимость температуры контактов и силы контактного нажатия от обобщенного линейного размера

В соответствии с теорией нагрева контактов [15], максимальное превышение температуры в месте контактирования проводников определяется как $\Delta\vartheta_m = \rho I^2 / (k_{\Delta 9} \Pi_s q) + R_c I^2 / 2\sqrt{\lambda k_{\Delta 9} \Pi_s q}$, где R_c – переходное сопротивление контактов; $k_{\Delta 9}$ – температурный коэффициент; Π_s – периметр сечения проводника; λ – коэффициент теплопроводности.

Учитывая, что $I = JS \sim (\ell^2/\ell^{0,5}) = \ell^{1,5}$, $\Pi_s \sim \ell$, $s_c \sim \ell^2$, $R = \rho\ell/s_c^2 \sim 1/\ell$, получаем

$$\Delta\vartheta_m \sim k_{\Delta 91} \ell^3 / (\ell\ell^2) + k_{\Delta 92} \left(\frac{1}{\ell} \ell^3 \right) / (\sqrt{\ell}\ell^2) = k_{\Delta 91} + k_{\Delta 92} \ell^{0,5},$$

где $k_{\Delta 91}$, $k_{\Delta 92}$ – коэффициенты пропорциональности.

Следовательно, максимальная температура контактов в месте контактирования растет медленнее, чем прямо пропорционально ОЛР. Таким образом, при расчете конструкций контактов необходимо обеспечить меры по отводу тепла при увеличении их габаритов или уменьшать плотность тока с большим показателем степени, чем 0,5. Скажем, при $J \sim \ell^{-0,63}$:

$$I = J s_{wir} \sim \ell^2 / \ell^{0,63} = \ell^{1,37}$$

и

$$\Delta\vartheta_m \sim k_{\Delta 91} \ell^{2,74} / (\ell\ell^2) + k_{\Delta 92} \ell^{2,74} / (\ell\sqrt{\ell}\ell^2) = \\ = k_{\Delta 91} 1/\ell^{-0,26} + k_{\Delta 92} \ell^{0,24}.$$

Сила контактного нажатия определяется по [15]:

$$F_{cp} = \pi\sigma \left\{ 4n_a \left[\theta \left(\frac{\rho I^2}{k_{\Delta 9} pq} \right) + \frac{R_c I^2}{2\sqrt{\lambda k_{\Delta 9} pq}} \right] \right\},$$

где σ – сопротивление контактного материала смятию; n_a – число площадок контактирования. Отсюда, переходя к пропорциональности ОЛР, получаем:

- при $J \sim \ell^{-0,5}$, $F_{cp} \sim 1 / (\Delta 9 k_{Fc1} + k_{Fc2} \ell^{0,5})$,
- при $J \sim \ell^{-1}$, $F_{cp} \sim 1 / \left(\Delta 9 k_{Fc1} \frac{1}{\ell^{0,26}} + k_{Fc2} \ell^{0,24} \right)$,

где k_{Fc1} , k_{Fc2} – коэффициенты пропорциональности.

Следовательно, при рассмотренных зависимостях J от ОЛР сила нажатия контактов остается практически неизменной при росте ОЛР. При токах короткого замыкания в сотни и тысячи ампер в контактах начинают заметно проявляться механические силы, которые практически не ощутимы при малых токах. При протекании тока короткого замыкания по проводнику в зоне контакта, развивается электромагнитное давление, сжимающее проводник [15]: $p_{em} = 2 \cdot 10^{-7} I^2 / 3\pi r_0^2$, где r_0 – радиус проводника в точке контакта. Переходя к пропорциональности ОЛР, получаем при $J \sim \ell^{-0,5}$: $p_{em} \sim \ell^3 / \ell^2 = \ell$, таким образом, давление возрастает прямо пропорционально ОЛР.

Сила электромагнитного сжатия вызывает появление усилия, совпадающего с осью проводника. Чтобы компенсировать возникающие в контактах силы отталкивания, увеличивающиеся с ростом размеров ЭА, начиная с некоторого габарита, необходимо применение электродинамических компенсаторов этих сил.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ЗАВИСИМОСТЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ОТ ЛИНЕЙНЫХ РАЗМЕРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Для проверки и уточнения полученных выше зависимостей был проведен ряд численных экспериментальных исследований. В ходе экспериментов массогабаритные, электромагнитные и энергетические характеристики ЭА определялись из паспортных данных, чертежей и других источников, а также путем измерений без использования теоретических предположений [16]. Экспериментальным материалом была охвачена максимально широкая шкала мощностей: от 50 мВт до 4 МВА и типов ЭА, как низкого так и высокого напряжения. Рассматривались наиболее широко используемые в промышленности типы ЭА: разъединители внутренней установки, разъединители наружной установки, масляные многообъемные выключатели, электромагнитные реле, предохранители, автоматические выключатели. Основным критерием выбора модели являлась ее распространенность, как следствие, значительная проходная мощность всех ЭА дан-

ной модели, и, таким образом, возможные существенные потери мощности в данных ЭА. Для различных ЭА, в зависимости от выполняемой функции, исследовались соответственно зависимости основных функциональных параметров (проходной мощности, потерь мощности, напряжения, силы тяги, коэффициента потерь мощности) от обобщенного линейного размера (ОЛР).

Проверка зависимостей энергетических параметров от обобщенного линейного размера

На основании паспортных данных *разъединителей внутренней установки* [17] и зависимостей их характеристик от массогабаритных параметров [16] были определены значения величин, характеризующих зависимость проходной мощности от ОЛР. Для расчета ОЛР в соответствии с [16] были выбраны габаритные размеры из паспортных данных, доступные без непосредственных замеров. Расчетный показатель n_S степени был получен как среднее арифметическое значений показателей степени зависимости проходной мощности S от ОЛР n_{Smin} , n_{Sav} , n_{Smax} при базовом разъединителе соответственно минимальной (4000 кВА), средней (20000 кВА) и максимальной (250000 кВА) мощности.

При дальнейшем анализе поведения n_S (рис. 1) использовалась его аппроксимация зависимостью вида

$$n_S = n_{Sc} + \frac{n_{Sv}}{(\ell/\ell_b)^{k_9}}, \quad (25)$$

где n_{Sc} – постоянная составляющая; n_{Sv} – коэффициент; k_9 – показатель степени.

Для данных на рис. 1 постоянная составляющая $n_{Sc} = 2,97$ при $k_9 = 1,5$; коэффициент $n_{Sv} = -1,08$, коэффициент корреляции $k_\sigma = 0,882$; при этом критерий Фишера

$$F_0 < F_{cr} \quad (1,34 < 4,28),$$

где F_{cr} – критическое значение критерия Фишера для приведенных данных [18].

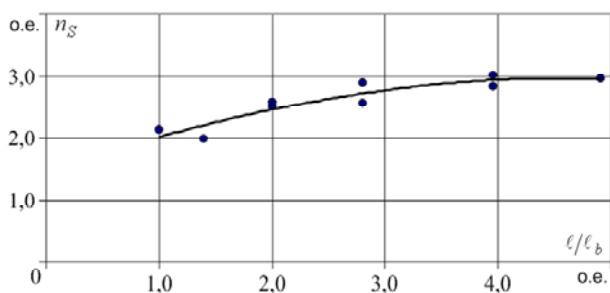


Рис. 1. Зависимость показателя n_S степени от относительного ОЛР для разъединителей внутренней установки

Таким образом, теоретическая модель подтверждается экспериментально. Показатель n_S степени зависимости проходной мощности разъединителей внутренней установки от ОЛР при росте последнего стремится к 2,97, что лишь на 1 % отличается от теоретического значения 3,00.

Автоматические выключатели торговой марки Lexic фирмы Legrand серии DPX на максимальный ток от 125 до 1600 А оснащаются магнитотермическими или электронными расцепителями в стационарном исполнении. На основании паспортных данных авто-

матов [19] и зависимостей их характеристик от массогабаритных параметров [16] были определены значения величин, характеризующих зависимость проходной мощности от ОЛР. Расчеты были проведены аналогично представленным для разъединителей внутренней установки при базовом автомате соответственно минимальной (62500 кВА), средней (276000 кВА) и максимальной (1104000 кВА) мощности. При аппроксимации зависимости показателя n_S степени от ОЛР ℓ зависимостью вида (25), ее постоянная составляющая $n_{Sc} = 3,57$ при $p = 3$ (рис. 2); коэффициент $n_{Sv} = -0,90$, коэффициент корреляции $k_\sigma = 0,850$.

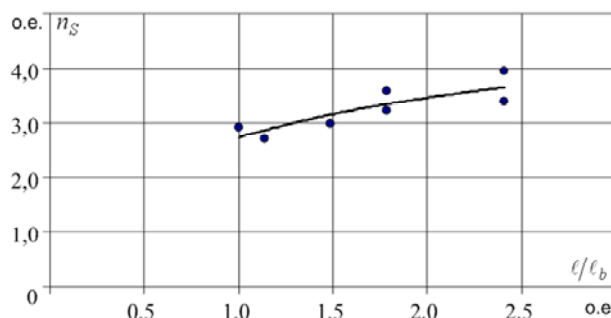


Рис. 2. Зависимость показателя n_S степени от относительного ОЛР для автоматических выключателей торговой марки Lexic фирмы Legrand серии DPX

Таким образом, показатель степени зависимости проходной мощности автоматических выключателей торговой марки Lexic фирмы Legrand серии DPX от ОЛР при росте последнего стремится к 3,57, что на 19 % отличается от теоретического значения 3.

Более близкие к теоретическим результаты были получены для *автоматических выключателей фирмы ABB SACE серий Isotax S и Tmax T*, выполняемых на максимальный ток от 125 до 1600 А в литых корпусах с микропроцессорным управлением [19], а также многофункциональных *автоматических выключателей фирмы Moeller серии LZM* такого же токового диапазона с микропроцессорным расцепителем.

Для них постоянная составляющая в зависимости (25) составила соответственно $n_{Sc} = 2,87$; 2,70; 2,84 при $k_9 = 3$; коэффициент $n_{Sv} = 0,43$; 0,31; 0,56. Показатель n_S степени зависимости проходной мощности от ОЛР при соответствующем изменении последнего стремится к значениям 2,87; 2,7; 2,84, что на 4,3, 10 и 5,3 %, соответственно, отличается от теоретического значения 3.

Аналогичным образом была доказана адекватность полученных теоретических соотношений для разъединителей наружной установки и электромагнитных нейтральных одностабильных реле серии РЭС.

Проверка зависимостей электромагнитных параметров от обобщенного линейного размера.

На основании паспортных данных *отделителей* [17] и зависимостей их характеристик от массогабаритных параметров [16] были определены значения величин, характеризующих зависимость напряжения U от ОЛР. Расчетный показатель n_u степени был получен как среднее арифметическое значений показателей степени зависимости проходной мощности U от ОЛР n_{umin} , n_{uav} , n_{umax} при базовом отделителе

соответственно минимального (35 кВ), среднего (110 кВ) и максимального (220 кВ) напряжения.

При дальнейшем анализе поведения n_u (рис. 3) использовалась его аппроксимация зависимостью вида

$$n_u = n_{uc} + \frac{n_{uv}}{(\ell/\ell_b)^{k_{13}}}, \quad (26)$$

где n_{uc} – постоянная составляющая; n_{uv} – коэффициент; k_{13} – показатель степени.

При этом ее постоянная составляющая $n_{uc} = 1,08$ при $k_{13} = -1$; коэффициент $n_{uv} = 0,223$, коэффициент корреляции $k_\sigma = 0,771$ и критерий Фишера

$$F_0 < F_{cr} (1,68 < 6,39),$$

где F_{cr} – критическое значение критерия Фишера для приведенных данных [18].

Таким образом, теоретическая модель подтверждается экспериментально. Показатель n_u степени зависимости напряжения отделителей от ОЛР при уменьшении последнего стремится к 1,08, что на 8 % отличается от теоретического значения 1,00.

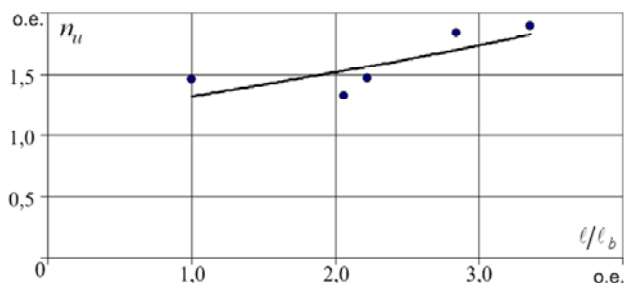


Рис. 3. Зависимость показателя n_u степени от относительного ОЛР для отделителей

РАЗРАБОТКА КРИТЕРИЕВ РАЦИОНАЛЬНОГО ВЫБОРА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ АППАРАТОВ И ИХ СЕРИЙ

Целью рационального выбора ЭА представляется выбор аппарата, для которого при прочих равных условиях является минимальной сумма затрат на приобретение ЭА, платы за занимаемую площадь для крупных ЭА и стоимости потерь мощности за определенный период работы.

Величинами, необходимыми для сравнения аппаратов из двух различных серий являются [16, 19]:

1. Пропускаемая полная мощность S и показатель n_S степени в формуле (2), отражающей изменение этой мощности в зависимости от ОЛР ℓ .

2. Коэффициент γ потерь мощности (КПМ), который представляет собой расход энергии на выполнение функций ЭА и определяется как отношение мощности потерь в ЭА к мощности на его входе или к пропускаемой мощности, поскольку они различаются незначительно [16], а также показатель n_γ степени в формуле (7), отражающей изменение КПМ в зависимости от ОЛР ℓ .

3. Для установления критерия рационального выбора был введен показатель удельной по массе мощности

$$S_{mr} = S/m,$$

где S – пропускаемая через ЭА полная мощность; m – масса ЭА и показатель

$$n_{Sm} = n_S - n_m;$$

n_m – показатель степени в (3), характеризующий изменение массы ЭА в зависимости от ОЛР.

С целью получения аналитического выражения для критерия рационального выбора ЭА, учитывающего приведенные выше величины, был выполнен расчет их весовых показателей.

Весовым показателем потерь мощности является коэффициент k_{p1} пропорциональности в формуле (1), отражающей зависимость мощности P_1 от ОЛР ℓ , поскольку эта мощность (электроэнергия) теряется безвозвратно – обращается в тепло в катушке, на повышенных сопротивлениях контактов (сопротивлениях стягивания, переходных сопротивлениях, зонах повышенных температур из-за разогрева контактов), в предохранителях на повышенных сопротивлениях из-за сужения проводников, дополнительных сопротивлениях тепловых реле и т.д.

Весовой показатель k_{Sw} пропускаемой мощности был определен как произведение усредненного коэффициента η_a полезного действия (КПД) устройств на их усредненный коэффициент мощности

$$k_{Sw} = \eta_a \cos \varphi_a.$$

В цепях постоянного тока $\cos \varphi_a = 1$, поэтому k_{Sw} должен быть выше, чем в цепях переменного тока. Но, если скоррелировать его значения с изменением КПД η_{IM} асинхронных двигателей (АД) и η_{DCM} двигателей постоянного тока (ДПТ) одинаковой мощности по группам мощностей (табл. 1), можно увидеть, что для двигателей мощностью до 20 кВт, суммарное энергопотребление которых составляет около 75 % электроэнергии, используемой двигательной нагрузкой, различие в значениях k_{Sw} , определяемых по данным столбцов 4 и 5 табл. 1, незначительно. При этом для двигателей в диапазоне мощностей 1-5 кВт, суммарное энергопотребление которых превышает 40 % от общего энергопотребления двигательной нагрузки, указанные значения практически совпадают. Для АД и ДПТ больших мощностей различие k_{Sw} также невелико. Следовательно, при нагрузках любого рода значение k_{Sw} можно принять таким, как для АД.

Таблица 1

Показатели двигателей				
P_n , кВт	η_{IM}	$\cos \varphi_{IM}$	$\eta_{IM} \cos \varphi_{IM}$	η_{DCM}
0,75	0,77	0,87	0,67	0,7
4	0,86	0,89	0,77	0,77
15	0,88	0,91	0,80	0,86
110	0,93	0,90	0,84	0,89
160	0,94	0,91	0,86	0,90

С учетом этого, было рассчитано средневзвешенное значение k_{Swa} показателя k_{Sw}

$$k_{Swa} = \sum_{i=1}^5 k_{Swa} Q_{Si} = 0,7925 \approx 0,8,$$

где k_{Swa} – коэффициент k_{Sw} для двигателей определенного диапазона мощностей (табл. 1); Q_{Si} – доля электроэнергии, потребляемой двигателями этого диапазона мощностей.

Весовой показатель k_{Sm} удельной по массе мощности может быть найден как обозначаемое C_{ms} отно-

шение усредненной стоимости удельной массы на 1 кВт пропускаемой мощности к общей стоимости C_{es} электроэнергии, пропущенной ЭА за время T его работы без капитального ремонта (предположительно 10 лет).

Усредненную стоимость C_{ms} удельной массы необходимо определять как отношение стоимости C ЭА, например, контактора или реле, в современных ценах к пропускаемой мощности $C_{ms} = C/S$.

Таким образом,

$$k_{Sm} = \frac{C_{ms}}{C_{es}} = \frac{C}{STC_e},$$

где C_e – стоимость электроэнергии.

Расчеты, проведенные для однополюсного автоматического выключателя типа С25 на напряжение 250 В, ток 25 А дали значение $k_{Sm} = 0,268 \cdot 10^{-4}$.

В качестве критерия рационального выбора единичного ЭА был предложен минимум отношения суммы упомянутых затрат, отнесенной к стоимости пропущенной электроэнергии за срок службы ЭА:

$$k_{rs} = \gamma/k_S + k_{Sm} \rightarrow \min. \quad (27)$$

Первое слагаемое в (27) представляет потери мощности в ЭА с учетом весового показателя безотносительно ко времени работы ЭА, поскольку потери в ЭА существуют всегда, когда он работает (пропускает мощность в нагрузку).

Второе слагаемое связано с определенными временными рамками – сроком службы ЭА и может изменяться в зависимости от него, поскольку представляет собой относительные начальные затраты.

Предложенный критерий является технико-экономическим, т.к. первое слагаемое определяется техническими показателями.

Критерий рационального выбора серий электрических аппаратов

По аналогии с предложенным в [6] для электрических машин, с целью нахождения критерия рационального выбора серий ЭА был введен генеральный показатель

$$n_g = 0,8n_S - n_{p1} - k_{Sm}n_m, \quad (28)$$

где n_{p1} – показатель степени в формуле (1), отражающей изменение мощности ЭА в зависимости от ОЛР.

Несмотря на то, что в этом показателе третье слагаемое значительно (на несколько порядков) меньше первых двух, оно может иметь решающее значение в случае, когда первые два слагаемых близки, что достаточно часто встречается при сравнительной оценке ЭА и их серий.

При сравнении генеральных показателей двух серий, имеющих различные границы диапазонов изменения мощности, потерь и массы, это различие необходимо учесть соответственно следующими показателями:

$$n_{S0} = \frac{\ln \frac{S_{bg1}S_{sm2}}{S_{sm1}S_{bg2}}}{\ln \frac{\ell_{bg1}\ell_{sm2}}{\ell_{sm1}\ell_{bg2}}}; \quad n_{p0} = \frac{\ln \frac{P_{bg1}P_{sm2}}{P_{sm1}P_{bg2}}}{\ln \frac{\ell_{bg1}\ell_{sm2}}{\ell_{sm1}\ell_{bg2}}}; \quad n_{m0} = \frac{\ln \frac{M_{bg1}M_{sm2}}{M_{sm1}M_{bg2}}}{\ln \frac{\ell_{bg1}\ell_{sm2}}{\ell_{sm1}\ell_{bg2}}},$$

где индексы bg и sm относятся к наиболее и наименее мощному устройству в серии, соответственно; индекс 1 обозначает первую серию, а индекс 2 – вторую.

Тогда технико-экономический критерий рационального выбора первой серии ЭА относительно второй принимает вид

$$\begin{aligned} k_{te} &= n_{g1} - n_{g2} - 0,8n_{S0} - n_{p0} - k_{Sm}n_{m0} = \\ &= 0,8(n_{S1} - n_{S2} - n_{S0}) - n_{p1} + n_{p2} - n_{p0} - \\ &- k_{Sm}(n_{m1} - n_{m2} + n_{m0}). \end{aligned}$$

Если показатели n_{S1} , n_{S2} , n_{p1} , n_{p2} различаются значительно, то ввиду малости показателя k_{Sm} , им можно пренебречь. В этом случае критерий рационального выбора упрощается, становится чисто техническим и после преобразований приобретает вид

$$\begin{aligned} k_t \approx & \frac{\ln \left[\left(\frac{S_{bg1}}{S_{sm1}} \right)^{0,8} \left(\frac{P_{sm1}}{P_{bg1}} \right) \right]}{\ln \frac{\ell_{bg1}}{\ell_{sm1}}} - \frac{\ln \left[\left(\frac{S_{bg2}}{S_{sm2}} \right)^{0,8} \left(\frac{P_{sm2}}{P_{bg2}} \right) \right]}{\ln \frac{\ell_{bg2}}{\ell_{sm2}}} + \\ & + \frac{\ln \left[\left(\frac{S_{bg1}S_{sm2}}{S_{sm1}S_{bg2}} \right)^{0,8} \left(\frac{P_{sm1}P_{bg2}}{P_{bg1}P_{sm2}} \right) \right]}{\ln \frac{\ell_{bg1}\ell_{sm2}}{\ell_{sm1}\ell_{bg2}}}. \end{aligned}$$

В случае, когда определение коэффициента потерь мощности затруднительно или вообще невозможно ввиду отсутствия паспортных технических параметров ЭА, возможно использование частичного критерия рационального выбора, т.е. его оценки только по пропускаемой мощности

$$k_t \approx \frac{\ln \frac{S_{bg1}}{S_{sm1}}}{\ln \frac{\ell_{bg1}}{\ell_{sm1}}} - \frac{\ln \frac{S_{bg2}}{S_{sm2}}}{\ln \frac{\ell_{bg2}}{\ell_{sm2}}} + \frac{\ln \frac{S_{bg1}S_{sm2}}{S_{sm1}S_{bg2}}}{\ln \frac{\ell_{bg1}\ell_{sm2}}{\ell_{sm1}\ell_{bg2}}}.$$

Оценка применимости критериев рационального выбора электрических аппаратов и их серий

Для приведенного выше автоматического выключателя типа С25, считая переходное сопротивление контактов $R_c = 1$ мОм, было получено

$$\gamma = \frac{R_c I^2}{S} = \frac{0,001 \cdot 25^2}{6250} = 10^{-4},$$

откуда согласно (27)

$$k_{rs} = \frac{10^{-4}}{0,8} + 0,268 \cdot 10^{-4} = 1,52 \cdot 10^{-4}.$$

Для сравнения был рассчитан показатель k_{rs} автоматического выключателя типа А-3161, обладающего теми же техническими данными, но произведенного 40 лет назад. Поскольку стоимости аппаратов сравнивать сложно, можно принять их пропорциональными массам и, следовательно, объемам, т.к. конструкции контактных систем значительных изменений не претерпели.

В соответствии с этим для автомата типа А-3161 было получено значение $k_{Sm} = 0,8 \cdot 10^{-4}$. Поскольку значения γ для нового и старого аппаратов можно считать практически одинаковыми, то для более старого автомата (А-3161)

$$k_{rs} = \frac{10^{-4}}{0,8} + 0,8 \cdot 10^{-4} = 2,05 \cdot 10^{-4}.$$

Так как лучшим считается аппарат, имеющий минимальный критерий k_{rs} , то логично, что новый автомат значительно превосходит старый по технико-экономическим показателям.

При оценке серий анализируемые показатели (параметры) автоматических выключателей фирмы ABB SACE серий Isomax S и Tmax T, фирмы General Electric серии Spectra, фирмы Legrand серии DPX и фирмы Moeller серии LZM были сведены в табл. 2, составленную с учетом [19].

Для всех этих аппаратов $kSm = 0,152 \cdot 10^{-4}$, что показывает их относительно большую эффективность по сравнению с рассмотренными выше.

Таблица 2

Данные к расчету генерального показателя для автоматических выключателей разных серий и производителей

Серия	ℓ , мм	n_s	n_m	n_g
$S = 276 \text{ кВА}$				
Isomax S	144,5	3,00	1,20	2,400
Tmax T	143,3	3,46	1,15	2,374
Spectra	152,9	3,02	1,01	2,416
DPX	156,3	3,59	1,00	2,872
LZM	142,5	2,52	1,12	2,031
$S = 434,7 \text{ кВА}$				
Isomax S	144,5	2,95	1,07	2,360
Tmax T	143,3	2,79	1,05	2,241
Spectra	152,9	3,22	1,07	2,578
DPX	156,3	3,22	0,98	2,572
LZM	142,5	3,10	1,09	2,331

Если при расчетах в качестве базового ЭА серии принять аппарат наибольшей мощности, то более предпочтительной серией ЭА будет та, у которой быстрее, по сравнению с другими, уменьшаются размеры при одинаковом изменении (уменьшении) мощности. При этом значение n_s , соответственно, тоже будет меньшим, и, наоборот, величины n_p и n_m должны быть большими, что согласно (28) отражено в критерии минимального значения показателя n_g .

Из табл. 2 видно, что минимальные значения показателя n_g соответствуют серии автоматических выключателей фирмы ABB SACE серий Isomax S и Tmax T.

Это действительно лучшие серии по следующим показателям:

- а) последние по времени разработки серии из сравниваемых;
- б) наличие электронного расцепителя;
- в) модульность и простота конструкции;
- г) минимальные габариты и масса.

Следующими по эффективности являются автоматические выключатели серии LZM фирмы Moeller. Полученное для них лучшее значение n_g для пропускной мощности $S = 276 \text{ кВА}$ ошибочно и объясняется наличием в каталоге одного габарита для разных коммутируемых токов, что привело к получению anomalно низкого расчетного значения коэффициента n_s (как есть по данным, можем вообще убрать абзац).

Таким образом, даже не имея информации о конструкции ЭА, можно на основании разработанного критерия выбирать как единичный ЭА, так и серию ЭА, используя только паспортные данные – габариты и массу.

ВЫВОДЫ

1. Для решения проблемы рационального выбора существующих ЭА была сформулирована задача установления связи между энергетическими и массогабаритными параметрами ЭА, обосновывающая необходимость определения обобщенного линейного размера.

2. Доказано, что кроме обобщенного геометрического размера, для каждого вида ЭА следует выделять ряд основных выполняемых функций, которые должны учитываться при определении взаимосвязи между геометрическими (массогабаритными) и энергетическими параметрами. Это позволяет более обоснованно сравнивать серии аппаратов при их выборе.

3. Сформулирована и решена задача определения взаимосвязи габаритных размеров, массы и энергетических показателей с обобщенным линейным размером для основных типов ЭА.

4. Проведенные исследования полученных зависимостей энергетических параметров ЭА от обобщенного линейного размера позволили подтвердить адекватность выдвинутых теоретических положений и обосновать критерии рационального выбора ЭА и их серий.

5. Применение предложенных критериев рационального выбора подтвердило их эффективность, как для выбора отдельных электрических аппаратов, так и их серий, и позволяет сравнивать технико-экономический уровень рассматриваемых электрических аппаратов на основании минимального набора паспортных данных – габаритов и массы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Клименко Б.В. Электричні апарати. Електромеханічна апаратура комутації, керування та захисту. Загальний курс: Навчальний посібник. – Харків: Вид-во "Точка", 2012. – 340 с.
- Электрические и электронные аппараты: Учебник для вузов / Под редакцией Ю.К. Розанова. – 2-е изд., испр. и доп. – М.: Информэлектро, 2001. – 420 с.
- Южный В.Э. Грузоподъемные электромагниты и их ремонт. – М.: Энергия, 1974. – 72 с.
- Игловский И.Г., Владимиров Г.В. Справочник по электромагнитным реле. – Л.: Энергия, 1975. – 480 с.
- Загирняк М.В., Прус В.В., Невзлин Б.И. Оценка электрических машин и их серий с использованием функциональных зависимостей параметров от обобщенного линейного размера // Технічна електродинаміка. – 2013. – №5. – С. 32–40.
- Загирняк М.В., Прус В.В., Невзлин Б.И. Оценка трансформаторов и их серий с использованием функциональных зависимостей параметров от обобщенного линейного размера // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – №4. – С. 36–40.
- Чунихин А.А. Электрические аппараты: Общий курс. Учебник для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1988.
- Буль Б.К., Буткевич Г.В., Годжелло А.Г. Основы теории электрических аппаратов / Под ред. Буткевича Г.В., Учебное пособие – М.: Высшая школа, 1970.
- Чунихин А.А. Электрические аппараты (общий курс). Учебник для энергетических и электротехнических институтов и факультетов. – Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1975.

10. Техника высоких напряжений. Учебник для студентов электротехнических и электроэнергетических специальностей вузов. Под общей ред. Д.В. Разеви́га. Изд. 2-е, перераб. и доп. – М.: Энергия, 1976. – 488 с.
11. Вольдек А.И. Электрические машины. – М.: Энергия, 1974. – 839 с.
12. Сахаров П.В. Проектирование электрических аппаратов. Учебн. пособ. для студентов эл.-техн. вузов. – М.: Энергия, 1971. – 475 с.
13. Загирняк М.В., Невзлин Б.И., Зайдан М. О целесообразности введения параметра "коэффициент потерь мощности" в теории и практике электрических аппаратов // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2003. – №4. – С. 124-126.
14. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники: В 2 т. Т.2. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.
15. Таев И.С. Электрические аппараты. Общая теория. – М.: Энергия, 1977. – 272 с.
16. Загирняк М.В., Невзлин Б.И., Дьяченко Ю.Ю. Функциональная взаимосвязь массогабаритных и энергетических параметров электрических аппаратов. Часть 2. Получение зависимостей энергетических и электромагнитных параметров от линейных размеров электрических аппаратов // Известия вузов. Электромеханика. – 2009. – №2. – С. 33-41.
17. Справочник по электрическим аппаратам высокого напряжения / Н.М. Адоньев, В.В. Афанасьев, И.М. Бортник и др.; под ред. В.В. Афанасьева. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1987. – 544 с.
18. Ивоботенко Б.А., Ильинский Н.Ф., Копылов И.П. Планирование эксперимента в электромеханике. – М.: Энергия, 1975. – 184 с.
19. Загирняк М.В., Невзлин Б.И., Дьяченко Ю.Ю. Функциональная взаимосвязь массогабаритных и энергетических параметров электрических аппаратов. Часть 3. Экспериментальная проверка энергетических и электромагнитных параметров от линейных размеров электрических аппаратов // Известия вузов. Электромеханика. – 2009. – №5. – С. 38-46.

REFERENCES: 1. Klymenko B.V. *Elektrychni aparaty. Elektromekhanichna aparatura komutatsii, keruvannia ta zakhystu. Zahalnyi kurs: Navchalnyi posibnyk*. Kharkiv, Tochka Publ., 2012. 340 p. 2. *Elektricheskie i elektronnyye apparaty: Uchebnik dlya vuzov. Pod red. Yu.K. Rozanova. 2nd izd., ispr. i dop.* Moscow, Informelektro Publ., 2001. 420 p. 3. Yuzhnyi V.E. *Gruzopod'emnyye elektromagnitnyye i ih remont*. Moscow, Energiya Publ., 1974. 72 p. 4. Iglovskiy I.G., Vladimirov G.V. *Spravochnik po elektromagnitnyim rele*. Leningrad, Energiya Publ., 1975. 480 p. 5. Zagirnyak M.V., Prus V.V., Nevzlin B.I. Estimation of electric machines and their series using parameter functional dependences on the generalized linear size. *Technical electrodynamics*, 2013, no.5, pp. 32-40. 6. Zagirnyak M.V., Prus V.V., Nevzlin B.I. Estimation of transformers and their series using functional dependences of parameters on the generalized linear size. *Electrical engineering & electromechanics*, 2012, no.4, pp. 36-40. 7. Chunihin A.A. *Elektricheskie apparaty: Obschiy kurs. Uchebnik dlya vuzov. 3rd izd., pererab. i dop.* Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 8. Bul' B.K., Butkevich G.V., Godzhello A.G. *Osnovy teorii elektricheskikh apparatov. Pod red. Butkevicha G.V. Uchebnoe posobie*. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1970. 9. Chunihin A.A. *Elektricheskie apparaty (obschiy kurs). Uchebnik dlya energeticheskikh i elektrotehnicheskikh institutov i fakultetov. Izd. 2nd, pererab. i dop.* Moscow, Energiya Publ., 1975. 10. *Tekhnika vysokikh napryazheniy. Uchebnik dlya studentov elektrotehnicheskikh i elektroenergeticheskikh spetsialnostey vuzov. Pod obschey red. D.V. Razeviga. Izd. 2nd, pererab. i dop.* Moscow, Energiya Publ., 1976. 488 p. 11. Voldek A.I. *Elektricheskie mashiny*. Moscow, Energiya Publ., 1974. 839 p. 12. Saharov P.V. *Proektirovanie elektricheskikh apparatov. Uchebn. posob. dlya studentov el.-tehn. vuzov*. Moscow, Energiya Publ., 1971. 475 p. 13. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I., Zaydan M. O tselesoobraznosti vvedeniya parametra "koeffitsient poter moschnosti" v teorii i praktike elektricheskikh apparatov. *Transactions of Kremenichuk Mykhailo Ostrohradskyi National University*, 2003, no.4, pp. 124-126. 14. Neyman L.R., Demirchyan K.S. *Teoreticheskie osnovy elektrotehniki in*

2 volumes. Vol.2. 3rd izd., pererab. i dop. Leningrad, Energoizdat Publ., 1981. 416 p. 15. Taev I.S. *Elektricheskie apparaty. Obschaya teoriya*. Moscow, Energiya Publ., 1977. 272 p. 16. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I., Dyachenko Yu.Yu. *Funktsionalnaya vzaimosvyaz massogabaritnykh i energeticheskikh parametrov elektricheskikh apparatov. Part 2. Poluchenie zavisimostey energeticheskikh i elektromagnitnykh parametrov ot lineynykh razmerov elektricheskikh apparatov. Izvestiya vuzov. Elektromekhanika*, 2009, no.2, pp. 33-41. 17. Adonov N.M., Afanasev V.V., Bortnik I.M. and others. *Pod red. Afanaseva V.V. Spravochnik po elektricheskim apparatam vyisokogo napryazheniya*. Leningrad, Energoatomizdat Publ., 1987. 544 p. 18. Ivobotenko B.A., Ilinskiy N.F., Kopylov I.P. *Planirovanie eksperimenta v elektromekhanike*. Moscow, Energiya Publ., 1975. 184 p. 19. Zagirnyak M.V., Nevzlin B.I., Dyachenko Yu.Yu. *Funktsionalnaya vzaimosvyaz massogabaritnykh i energeticheskikh parametrov elektricheskikh apparatov. Part 3. Eksperimentalnaya proverka energeticheskikh i elektromagnitnykh parametrov ot lineynykh razmerov elektricheskikh apparatov. Izvestiya vuzov. Elektromekhanika*, 2009, no.5, pp. 38-46.

Поступила (received) 28.02.2014

*Загирняк Михаил Васильевич¹, д.т.н., проф.,
Прус Вячеслав Вячеславович¹, к.т.н., доц.,
Невзлин Борис Исаакович¹, к.т.н., доц.,*

¹Кременчугский национальный университет имени Михаила Остроградского, 39600, Полтавская обл., Кременчуг, ул. Первомайская, 20, тел/phone +38 05366 36219, e-mail: mzagirn@kdu.edu.ua

M.V. Zagirnyak¹, V.V. Prus¹, B.I. Nevzlin¹

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

Functional correlation of parameters and criteria of rational choice for electric device.

The existing theoretical and experimental dependences between power, electromagnetic and mass-overall dimension parameters of electric device have been analyzed. The choice of the generalized linear size has been substantiated. Electric device power and electromagnetic parameter dependences on linear size have been obtained and experimentally verified. Criteria of rational choice of electric device and their series have been developed, estimation of their applicability to comparison of electric device and their series made.

Key words – electric device, generalized linear size, rational choice.

УПРАВЛЕНИЕ ПРИВОДОМ СИСТЕМЫ ДОЗИРОВАНИЯ ПОЛИМЕРНОЙ КОМПОЗИЦИИ ДЛЯ ОТЛИВА ПЛЕНОК

Аналізуються параметри об'єкту, які забезпечують рівномірність спливу полімерної композиції з філь'єри на підкладку. Розглянуто підхід до розбудови регулятора приводу системи дозування, яка має в своєму складі ланку запізнювання. В результаті моделювання мехатронного модуля дозування отримані оптимальні налаштування регулятора, які забезпечують необхідну якість регулювання по сформованому критерію.

Анализируются параметры объекта, обеспечивающие равномерность истечения полимерной композиции из фильеры на подложку. Рассмотрен подход к построению регулятора привода системы дозирования, содержащей звено запаздывания. В результате моделирования мехатронного модуля дозирования получены оптимальные настройки регулятора, обеспечивающего необходимое качество регулирования по сформированному критерию.

ВВЕДЕНИЕ

Обеспечение заданных условий истечения полимерной композиции из формирующей фильеры при отливе полимерных пленок реализуется посредством управления электромеханическими параметрами электропривода системы дозирования. Специфичность электромеханических параметров электропривода процесса дозирования проявляется в том, что эти параметры зависят от физико-механических характеристик дозируемой полимерной композиции. Нестационарный характер возмущений технологических факторов процесса осложняет управление процессом дозирования в целом. Сложности настройки приводят к функциональным ограничениям процесса дозирования, обусловленными уменьшением возможностей стабильной работы дозатора в требуемом диапазоне параметров дозирования. При построении регуляторов дозирования вязких жидкостей на основе традиционных схем, особенно при малых расходах дозируемой композиции трудно получить приемлемую точность дозирования.

Основой для автоматизации привода дозирования могут служить достижения современной теории управления и широкие возможности новых микроэлектронных средств, обеспечивающие требуемые технологические показатели за счет применения оптимальных, адаптивных управляющих устройств, регуляторов переменной структуры и т.п.

Исходя из задачи увеличения функциональных возможностей дозирующей системы, повышения устойчивости и точности дозирования, представляется целесообразным построение такой системы электропривода дозирования, которая позволит подстраивать параметры регулятора в соответствии с изменяющимися условиями протекания потока дозируемой композиции.

Сложность функционирования системы дозирования [1] заключается в необходимости одновременной оценки точности дозирования композиции и степени компенсации действующих возмущений, при этом основным регулируемым параметром электропривода является вращающий момент шагового двигателя (ШД) с нелинейным характером нагрузки.

Поэтому классические подходы к разработке регулятора дозирования, основанные на линеаризации характеристик объекта управления, малоперспективны ввиду сложности получения приемлемой точности в требуемом диапазоне регулирования.

В то же время использование адаптивных регуляторов ставит вопросы практической реализации алгорит-

мов управления электроприводом на микропроцессорных средствах, поскольку с возрастанием сложности управляющих программ повышается вероятность появления погрешностей и ошибок регулирования.

ФОРМАЛИЗАЦИЯ ОПИСАНИЯ СИСТЕМЫ ДОЗИРОВАНИЯ

Основной целью работы является синтез регулятора системы дозирования полимерной композиции, обеспечивающий равномерность истечения раствора полимера из фильеры на подложку в условиях действия нелинейных нагрузок и возмущений. Этот синтез базируется на оценках адекватности модели мехатронного модуля дозирования (ММД).

Структурная схема ММД композиции при отливе пленок представлена на рис. 1.

Схема ММД состоит из функциональных блоков: шагового двигателя (ШД); шестеренного насоса (НШ); трубопровода; фильеры (Ф). Входной величиной ММД является частота управляющих импульсов f_i , а выходной величиной – расход полимерной композиции Q на выходе фильеры.

Каждый из блоков модели может быть представлен своей операторной передаточной функцией.

Результирующий момент M_{Σ} , который вращает нагрузку с моментом инерции J , учитывает воздействие момента нагрузки M_c , преодолеваемого в результате вращения НШ, и момента сухого трения M_f . Величина вязкого трения M_v пропорциональна коэффициенту D зависит от скорости вращения ω ШД.

Функционирование ММД можно описать системой операторных уравнений, связывающих вход/выход системы.

Электрический угол смещения ротора ШД φ зависит от частоты управляющих импульсов f_i :

$$\varphi(s) = k_1 \cdot f_i / s, \quad (1)$$

где s – оператор Лапласа

Механический угол смещения ротора ШД θ определяется скоростью вращения ШД ω :

$$\Theta(s) = k_2 \cdot \omega / s. \quad (2)$$

Вращающий момент ШД M_d формируется разностью этих углов:

$$M_d = M_0 \sin(\varphi - \Theta), \quad (3)$$

где M_0 – критический момент ШД.

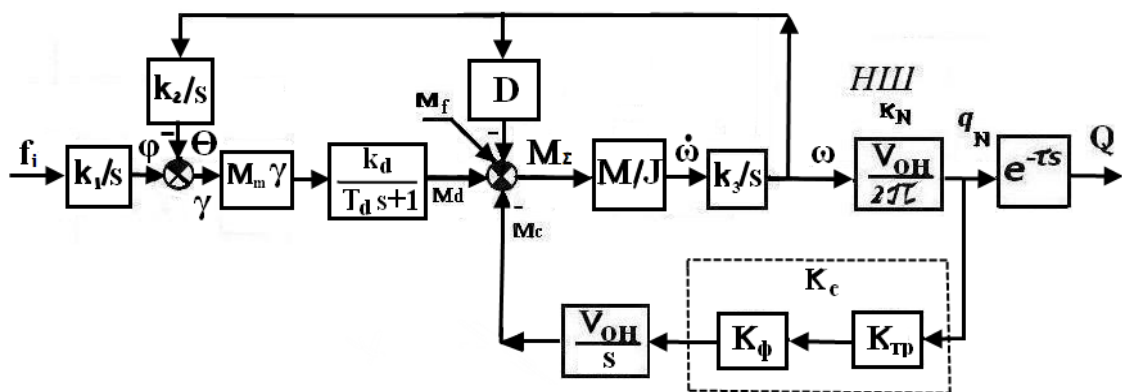


Рис. 1. Структурная схема моделирования ММД

Учитывая, что значение разностного угла имеет малую величину, с достаточной степенью точности можно записать:

$$M_D = M_0 \sin(\varphi - \Theta) \approx M_0(\varphi - \Theta). \quad (3')$$

В уравнения движения ротора КД входят электро механические параметры ШД [2], которые позволяют изучать и прогнозировать динамические характеристики приводов применяющих упомянутые ШД, в то же время вопросы влияния нелинейных нагрузок на эти характеристики остается открытым.

Если пренебречь насыщением магнитной цепи и потерями сердечнике, то при определенном положении ШД можно представить моделью двигателя постоянного тока. Поэтому во многих практических случаях, когда электро механическая постоянная времени объекта существенно превышает электро магнитную постоянную времени ШД, исследования влияния электро магнитных явлений не является главными.

Рассматривая значение момента ШД в различных режимах его работы, обычно предполагают, что время достижения токами обмоток постоянных значений много меньше, чем время отработки шага ШД, поэтому в пределах шага тока можно считать постоянными. Однако при высоких частотах коммутации токи в обмотках могут не достигать устойчивых значений, вследствие чего электро магнитный момент M_d КД уменьшается. Поэтому для учета влияния переходных электро магнитных процессов коммутации токов на динамику модуля в состав структурной схемы моделирования (рис. 1) включено инерционное звено с постоянной времени ШД T_d . Эта постоянная зависит от индуктивности L_d и сопротивления обмотки R_d фазы ШД и отражает скорость достижения ток обмотки ШД своего установившегося значения.

В случае возникновения вопроса об ограничении динамики ШД, а также в случаях применения сложных законов управления, математическая ММД должна отражать влияние электро магнитных процессов на функционирование ШД.

Работоспособность электро механических систем при различных частотах управляющих импульсов, ШД выбираются с моментом, превышающим момент нагрузки M_c во всех режимах работы системы.

Результирующий момент M_Σ , который превышает момент сопротивления и вращает НШ:

$$M_\Sigma = M_m(\varphi - \Theta_p) - \omega D - M_c - M_f, \quad (4)$$

где $M_c = P_c V_0$ – момент сопротивления (нагрузки), P_c – давление дозируемой композиции в системе, V_0 – рабочий объем насоса.

В свою очередь давление в системе определяется интегралом от расхода полимерной композиции на выходе НШ ММД q_N с учетом коэффициента потерь давления при течении композиции в трубопроводе и фильтре.

$$P_c = \frac{K_C \cdot q_N}{s},$$

где K_C – коэффициент передачи тракта дозирования, определяемый его гидравлическим сопротивлением.

Учитывая влияние нелинейной нагрузки на вращающий момент ШД, запишем его скорость вращения ω :

$$\omega(s) = \frac{k_1 M_m f_i - k_2 M_m \omega - D \cdot \omega \cdot s - \omega \cdot K_C \cdot V_n^2 / 2\pi}{J \cdot s^2} - \frac{M_f \cdot s}{J \cdot s^2}. \quad (5)$$

Присутствие в выражении (5) значения сухого трения M_f значительно усложняет получение аналитического представления передаточной функции (частота вращения ω)/(частота управляющих импульсов f_i). В то же время экспериментальная оценка значения этого момента M_f , которое составляет 1 % от M_Σ , позволяет упростить уравнение (5) и получить упомянутую операторную передаточную функцию в виде:

$$W_1(s) = \frac{k_1 M_m}{J s^2 + D s + k_2 M_m + V_n^2 K_C / 2\pi}. \quad (6)$$

Или в общем виде:

$$W_1(s) = \frac{k_{M1}}{T_2 s^2 + T_1 s + 1}, \quad (7)$$

где $k_{M1} = \frac{k_1 \cdot M_m}{k_2 \cdot M_m + V_n^2 \cdot K_C / 2\pi}$ – коэффициент пере-

дачи звена модели МД; $T_1 = \frac{D}{k_2 \cdot M_m + K_C \cdot V_n^2 / 2\pi}$ –

"механическая" постоянная времени МД,

$T_2 = \frac{J}{k_2 \cdot M_m + K_C \cdot V_n^2 / 2\pi}$ – общая постоянная време-

ни МД.

Учитывая возможности исследования влияния электро магнитных процессов функционирования ШД на процессы дозирования в МД, включим в операторную функцию (8) апериодическое звено с постоянной времени T_d :

$$W_1(s) = \frac{k_{M1}}{(T_2 s^2 + T_1 s + 1) \cdot (T_D s + 1)}, \quad (8)$$

где T_D – постоянная времени ШД.

Спецификой исследуемой модели ММД является наличие звена транспортного запаздывания, которое отражает процесс перемещения композиции по трубопроводу, соединяющему НШ с фильерой. Математическое описание процесса базируется на уравнениях "длинных линий" в частных производных. В результате решения этих уравнений при заданных начальных условиях получают соотношение вида[3]:

$$W(s) = K_{TP}(s) \exp(-\tau \cdot s), \quad (9)$$

где $K_{TP}(s) = \frac{8\mu L_{TP}}{\pi r^4}$ – гидравлические потери давления в трубопроводе, находится из уравнения потерь давления при ламинарном течении жидкости [4]

$$s \cdot P_c = \frac{8\mu L_{TP} \cdot q_n}{\pi r^4}.$$

Величина времени транспортного запаздывания τ также зависит от длины L_{TP} и радиуса трубопровода r , вязкости композиции μ и перепада давления ΔP на его концах:

$$\tau = \frac{1}{c} \cdot \frac{L_{TP}^2}{\Delta P} = \frac{8\mu}{r^2} \cdot \frac{L_{TP}^2}{\Delta P}. \quad (10)$$

Значение вязкости дозируемой композиции μ играет определяющую роль в оценке времени запаздывания и стабильности дозирующей системы в целом.

Гидравлическое сопротивление фильеры так же, как и трубопровод, создает дополнительную нагрузку насосу, при этом перепад давления в фильере при ламинарном течении оценивается[4]:

$$\Delta P_f = \frac{12\mu L_f q_N}{bh^3}, \quad (11)$$

где h , b , L_f – высота, ширина, длина щели фильеры, или в операторной форме:

$$sP_C = \frac{12\mu L_f q_N}{bh^3}. \quad (11')$$

Коэффициент передачи фильеры K_Φ имеет вид:

$$K_\Phi = \frac{12\mu L_f}{bh^3}.$$

Таким образом, коэффициент передачи тракта дозирования K_C , определяющий постоянные времени МД:

$$K_C = K_{TP} + K_\Phi.$$

Принимая во внимание временную задержку τ при дозировании композиции, передаточная функция (8) преобразуется к виду:

$$W_1(s) = \frac{k_{M1} \cdot \exp(-\tau \cdot s)}{(T_2 s^2 + T_1 s + 1) \cdot (T_D s + 1)}. \quad (12)$$

В уравнениях (5), (6), коэффициенты k_1 , k_2 являются константами интегрирования.

Поскольку выходным параметром МД является расход композиции Q , то для получения общей передаточной функции МД выражение (12) дополнится множителем, выражающим коэффициент передачи НШ k_n :

$$k_n = \frac{V_n}{2\pi}.$$

Соответственно общая операторная передаточная функция ММД представляется:

$$W_1(s) = \frac{k_{M1} \cdot k_n \cdot \exp(-\tau \cdot s)}{(T_2 s^2 + T_1 s + 1) \cdot (T_D s + 1)}. \quad (13)$$

Переходные характеристики ММД можно рассчитывать в результате подстановки паспортных данных НШ-1,2 и ШД типа FL57ST41 в соответствующие выражения:

$$K_{M1} = 0,03; K_N = 1,9 \cdot 10^{-7}; \\ T_1 = 6,9 \cdot 10^{-3}; T_2 = 3,3 \cdot 10^{-3}; T_D = 1 \cdot 10^{-3}.$$

Переходные характеристики ММД, полученные в результате преобразования Лапласа над уравнением (13), представлены на рис. 2.

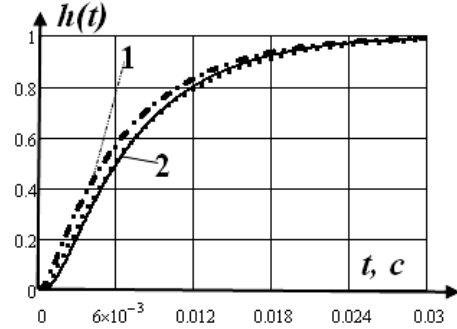


Рис. 2. Переходные характеристики ММД (1) $T_D = 0$, (2) – с учетом постоянной времени ШД

Анализ характеристик показывает, что в силу различия характеристик кривых 1 и 2 (рис. 2), параметры используемых в системе дозирования устройств не позволяют пренебречь постоянной времени ШД. В то же время оценка погрешности моделирования МД аperiodическим звеном (пунктирная линия $T_2 = 0$ на рис. 2) показывает допустимость такой аппроксимации.

Для получения переходной характеристики ММД, учитывающей транспортную задержку, в среде MatLab использовалась схема, приведенная на рис.3.

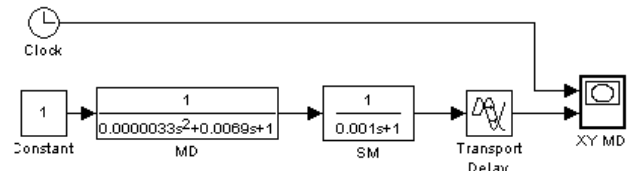


Рис. 3. Схема получения переходной характеристики ММД

Модельные переходные характеристики, отражающие переходной процесс ММД (рис. 4), сравнивались с осциллограммами разгонных характеристик, полученными на установке дозирования экспериментально (рис. 5).

Результаты эксперимента подтверждают адекватность полученной модели МД.

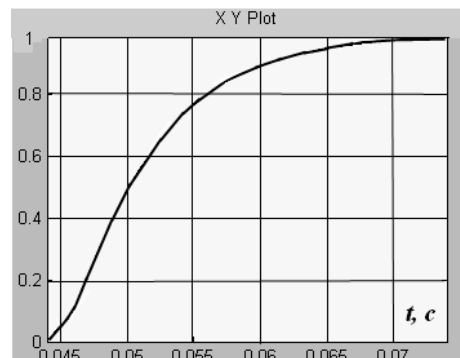


Рис. 4. Переходная характеристика ММД

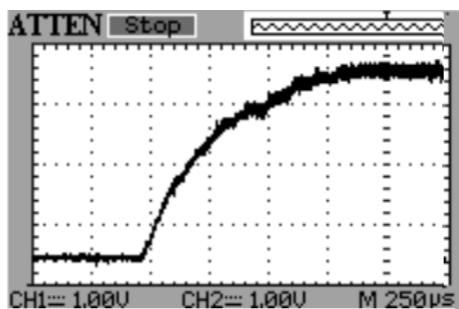


Рис. 5. Осциллограмма переходного процесса ММД

СИНТЕЗ РЕГУЛЯТОРА ДОЗИРОВАНИЯ

Основным фактором, определяющим процесс синтеза регулятора, является выбор критерия оценки качества регулирования требуемых параметров.

Исходя из задач управления процессом отлива пленок, к регулятору предъявляются требования обеспечения устойчивости и точности дозирования композиции. В силу действия возмущений разного характера для их минимизации от регулятора требуется минимальное время переходного процесса регулирования расхода. При этом требования к перерегулированию остаются достаточно жесткими, не более 5 %.

Анализ модели ММД дает основание классифицировать исследуемый модуль как объект с запаздыванием [5] и использовать для синтеза оптимального по быстродействию регулятора соответствующие подходы.

Оценим эффективность использования ПИ-регулятора в исследуемой системе дозирования с помощью схемы, изображенной на рис. 6.

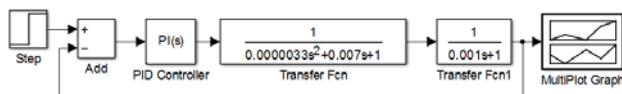


Рис. 6. Схема моделирования ПИ регулятора ММД

В результате подстройки параметров ПИ-регулятора удастся получить перерегулирование не более 10 %, что не дает возможности гарантировать устойчивость ММД (рис. 7).

Применение этих же настроек в ММД с запаздыванием (рис. 8) приводит к разбалансировке объекта регулирования (рис. 9).

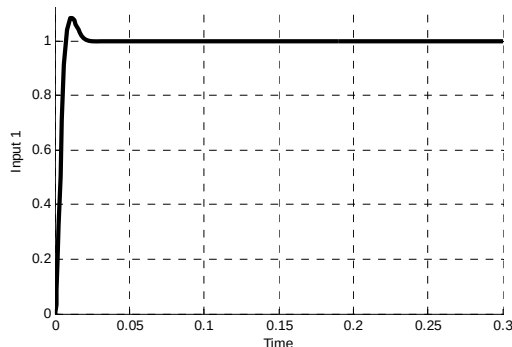


Рис. 7. Переходная характеристика ММД с настроенным ПИ-регулятором

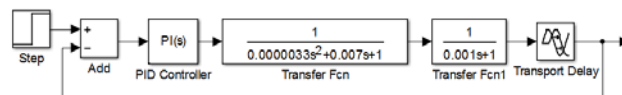


Рис. 8. Схема моделирования ПИ регулятора ММД с учетом транспортной задержки

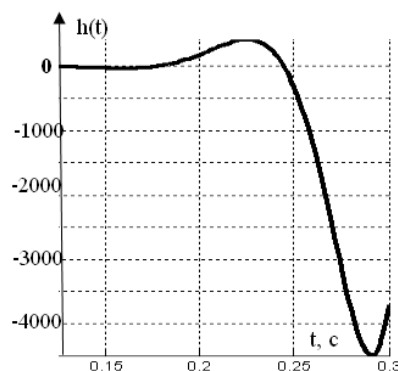


Рис. 9. Переходная характеристика ММД с учетом транспортной задержки

Оценивая устойчивость используемого регулятора в составе ММД по критерию Михайлова, можно констатировать, что наличие звена запаздывания значительно уменьшает устойчивость регулятора. Поэтому для повышения устойчивости приходится уменьшать коэффициент усиления используемого регулятора, что не позволяет эффективно компенсировать возмущения параметров объекта.

Чтобы определиться с методикой структурно-параметрического синтеза регулятора объекта с запаздыванием, оценивают соотношение наибольшей постоянной времени объекта и времени запаздывания.

В нашем случае запаздывание превышает основную постоянную времени объекта T_1 , поэтому ориентировочно выбираем постоянную времени ПИ-регулятора T_H по соотношению:

$$T_H = \frac{T_1 + \tau}{2,5} = 0,02 \text{ c}.$$

Настроив ПИ-регулятор с учетом транспортной задержки в ММД, получаем $T_H = 0,0096 \text{ c}$, а коэффициент усиления $K_U = 0$, что не дает возможности эффективно компенсировать возмущения процесса дозирования (рис. 10). Оработка заданного значения с минимальным перерегулированием достигается за счет увеличения времени регулирования.

Более эффективные регуляторы объектов с запаздыванием реализуются на основе регуляторов, которые содержат блоки, предсказывающие реакцию объекта через время задержки τ , называемыми предикторами Смита [6].

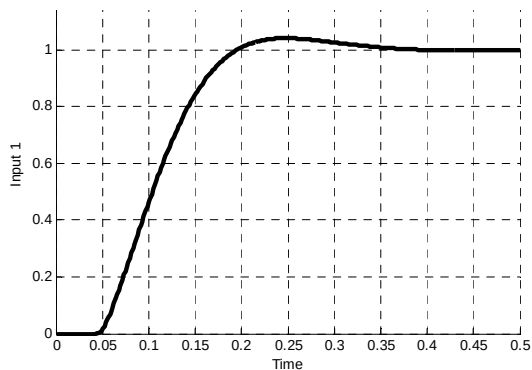


Рис. 10. Переходная характеристика настроенного ПИ-регулятора с учетом транспортной задержки

Такой регулятор, кроме главного, имеет дополнительный контур обратной связи в виде блока, содер-

жащем модель объекта с запаздыванием и модель объекта без запаздывания. В дополнительном контуре обратной связи и формируется сигнал, идентичный сигналу, который со временем появится на выходе системы. Сигнал дополнительного контура действует таким образом, чтобы компенсировать разницу выходного сигнала объекта управления и модельного блока.

На рис. 11 представлена схема регулятора с предиктором Смита в составе ММД, реализованная в среде MatLab.

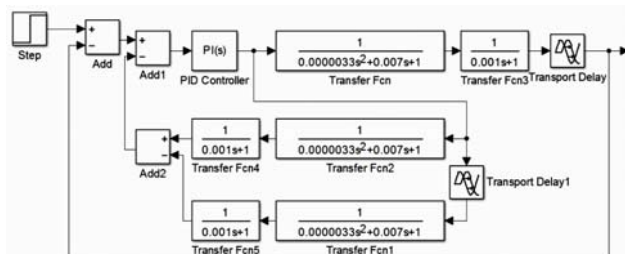


Рис. 11. Схема моделирования ПИ-регулятора ММД

Передаточная функция системы, содержащей предиктор Смита, описывается следующим соотношением:

$$W_S(s) = \frac{W_o(s)W_p(s)}{1 + W_p(s)W_M(s) + W_p(s)[W_o(s) - W_M(s)] \cdot \exp(-\tau s)},$$

где $W_o(s)$, $W_M(s)$, $W_p(s)$ – передаточные функции объекта, модели и ПИ-регулятора соответственно.

Из последнего соотношения видно, что качество регулятора с предиктором Смита улучшается по мере приближения $W_M(s)$ к $W_o(s)$ реального объекта. В идеальном случае, когда они совпадают, транспортная задержка может быть компенсирована.

Переходная характеристика этого случая реализованного в результате настройки регулятора средствами MatLab, изображена на рис. 12.

Из сравнения переходных характеристик (рис. 10 и рис. 12) видно, что применение предиктора Смита в рассматриваемой системе дозирования позволяет значительно уменьшить время регулирования.

Касаясь вопросов практической реализации регулятора с предиктором Смита, следует констатировать, что основным препятствием является возможность получения точной модели управляемого объекта. Дополнительные трудности в настройке таких регуляторов проявляются при флуктуациях времени задержки в системе.

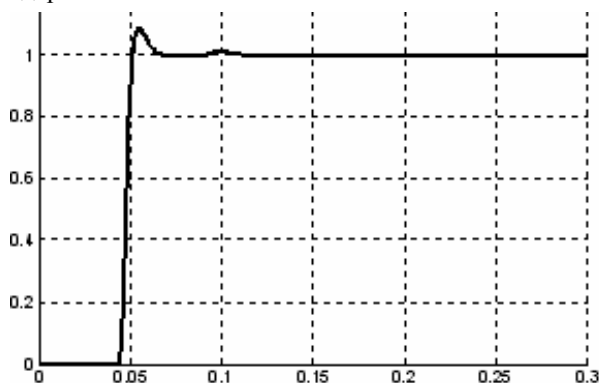


Рис. 12. Переходная характеристика настроенного ПИ-регулятора в составе ММД

Развитием принципов управления, обеспечивающих отсутствие запаздывания в характеристиче-

ском уравнении замкнутой системы, является построение робастных систем с запаздыванием [7]. Такие системы позволяют получить решение, которое обладает значительной грубостью к параметрической неопределенности модели объекта и тем самым обеспечить требуемый диапазон устойчивости.

ВЫВОД

Исходя из требований обеспечения устойчивости и минимального времени регулирования, выработан подход к реализации регулятора системы дозирования полимерной композиции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Багута В.А., Кулинченко Г.В. Оценка характеристик мехатронного модуля на базе шагового двигателя // Вісник НТУ "ХПІ". – 2013. – №51(1024). – С. 43-53.
2. Morar A. Stepper Motor Model for Dynamic Simulation. IEEE Trans. Automatic Control, 2003, Vol.44, №2, pp. 117-122.
3. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М.: Наука, 1989. – 304 с.
4. Башта Т.М. Гидропривод и гидропневмоавтоматика. – М.: Машиностроение, 1972. – 320 с.
5. Лукас В.А. Теория управления техническими системами. – Екатеринбург: УГГА, 2002. – 675 с.
6. Гурецкий Х. Анализ и синтез систем управления с запаздыванием: Пер. с польского. – М.: Машиностроение, 1974. – 328 с.
7. Ремизова О.А., Рудакова И.В., Сыровашин В.В., Фокин А.Л. Робастное управление линейным объектом с запаздыванием с применением квадратичных методов синтеза системы // Изв. ВУЗов. Приборостроение. – 2011. – Т.54. – №12. – С. 22-29.

REFERENCES: 1. Baguta V.A., Kulichenko G.V. Ocenka harakteristik mehatronnogo modulya na baze shagovogo dvigatelja. *Bulletin of NTU "KhPI"*, 2013, no.51(1024), pp. 43-53. 2. Morar A. Stepper Motor Model for Dynamic Simulation. *IEEE Trans. Automatic Control*, 2003, Vol.44, no.2, pp. 117-122. 3. Popov E.P. *Teoriya lineynykh sistem avtomaticheskogo regulirovaniya i upravleniya*. Moscow, Nauka Publ., 1989. 304 p. 4. Bashita T.M. *Gidropriwod i gidropnevmoavtomatika*. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1972. 320 p. 5. Lukas V.A. *Teoriya upravleniya tehniceskimi sistemami*. Ekaterinburg, UGGGA Publ., 2002. 675 p. 6. Gureckij H. *Analiz i sintez sistem upravleniya s zapazdyvaniem: Per. s pol'skogo*. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1974. 328 p. 7. Remizova O.A., Rudakova I.V., Syrovashin V.V., Fokin A.L. Robastnoe upravlenie linejnym ob'ektom s zapazdyvaniem s primeneniem kvadraticnykh metodov sinteza sistemy. *Izv. VUZov. Priborostroenie*, 2011, Vol.54, no.12, pp. 22-29.

Поступила (received) 16.01.2014

Кулинченко Георгий Васильевич¹, к.т.н., доц.,
Багута Виктор Анатольевич¹, аспирант,
¹ Сумский государственный университет,
40007, Сумы, ул. Римского-Корсакова, 2,
тел/phones +38 095 8000123, +38 050 2747052,
e-mail: heorhy@rambler.ru, viktrbaguta@gmail.com

G.V. Kulichenko¹, V.A. Baguta¹

¹ Sumy State University
2, Rymyskogo-Korsakova Str., Sumy, 40007, Ukraine

Cast-film polymer composition dosing system drive control. Object parameters providing uniformity of polymer composition outflow from the spinneret to the substrate are analyzed. An approach to drive controller construction for a dosing system comprising a lag element is considered. Mechatronic dosing module simulation has resulted in optimal controller settings providing required control quality according to a specified criterion.
Key words – polymer composition, drive control, controller, mechatronic module.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ ОБМОТКИ ЯКОРЯ АВТОТРАКТОРНОГО ГЕНЕРАТОРА КОМБИНИРОВАННОГО ВОЗБУЖДЕНИЯ

Розглянуті питання методики визначення індуктивних опорів реакції якоря по подовжній і поперечних вісях індукторного автотракторного генератора. По розробленій методиці розраховані параметри обмотки якоря для експериментальної партії автотракторних генераторів комбінованого збудження потужністю 1 кВт. Експериментальні генератори пройшли успішні випробування і рекомендовані для виробництва на підприємстві "УКРЕЛЕКТРОМАШ".

Рассмотрены вопросы методики определения индуктивных сопротивлений реакции якоря по продольной и поперечной осям индукторного автотракторного генератора. По разработанной методике рассчитаны параметры обмотки якоря для опытной партии автотракторных генераторов комбинированного возбуждения мощностью 1 кВт. Опытные генераторы прошли успешные испытания и рекомендованы для производства на предприятии "УКРЕЛЕКТРОМАШ".

Введение. Решение проблемы повышения надежности системы автотракторного электрооборудования является создание бесконтактных генераторов. Отсутствие скользящего контакта в таких машинах в значительной степени повышает надежность и долговечность, снижает требования к квалификации обслуживающего персонала. Многообразие исполнения бесконтактных генераторов можно разделить на три основных класса:

- с электромагнитным возбуждением;
- с возбуждением от постоянных магнитов;
- с комбинированным возбуждением.

Генераторы с электромагнитным возбуждением (индукторные, с вращающимся выпрямителем и др.) обладают существенным недостатком. Они не обеспечивают самовозбуждение генератора при отсутствии аккумуляторной батареи либо при ее разряде. Генераторы с постоянными магнитами усложняют устройство регулятора напряжения ввиду широкого диапазона изменения частоты вращения приводного двигателя. В связи с этим перспективным является генератор с комбинированным возбуждением, где постоянные магниты ротора обеспечивают самовозбуждение, а обмотка возбуждения поддерживает требуемое напряжение (рис. 1) [1].

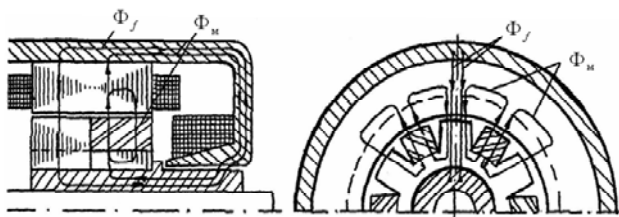


Рис. 1

Сложные условия эксплуатации генераторных установок, повышенные вибрации, значительные перепады температуры и влажности окружающей среды, трудности профилактики и текущего ремонта предъявляют ряд требований к таким установкам:

- срок службы до первого капитального ремонта не менее 7000 моточасов;
- минимальная потребность в техническом уходе;
- стабильность напряжения бортовой сети;
- самоограничения по максимальному току;
- конструктивное исполнение, позволяющее объединить генератор, выпрямитель и регулятор напряжения в один блок – генераторную установку.

Следует отметить, что ряд изложенных требований находятся в известном противоречии друг с другом, поэтому при проектировании требуются опреде-

ленные компромиссы для отыскания оптимальных решений [1, 2].

Методика расчета параметров обмотки якоря.

Расчет обмотки якоря выполняется при проектировании генератора, поэтому число витков в фазе, геометрию катушек обмотки якоря, активные и индуктивные сопротивления рассеяния фазы считаем известными. Расчету подлежат индуктивные сопротивления реакции якоря обмотки по продольной X_{ad} и поперечной X_{aq} осям, которые определяются магнитными проводимостями по осям d и q . Ось d совпадает с осью постоянного магнита, а ось q совпадает с осью зубца ротора.

Для определения проводимостей потока реакции якоря воспользуемся методом Поля. Взаимное положение зубцовых зон якоря и ротора, соответствующие проводимости по оси d представлены на рис. 2.

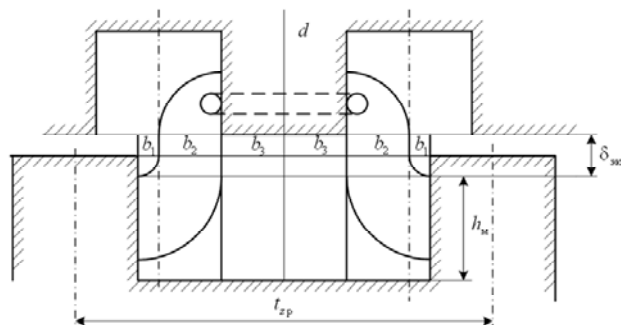


Рис. 2. Взаимное положение зубцовых зон якоря и ротора

Удельная проводимость λ_{ady} определяется силовыми трубками магнитного поля b_2, b_3, b_3, b_2 (рис. 2). При этом силовая трубка шириной b_2 состоит из двух частей: верхней, включающей паз якоря и воздушный зазор, и нижней, включающей паз ротора. Предварительно принимаем, что магнитная проницаемость постоянного магнита близка к μ_0 (в дальнейшем магнитная проницаемость постоянного магнита может быть учтена).

$$\lambda_1 = \int_0^{a_1} \frac{1}{\delta_{экр} + 2 \cdot \beta_r} \cdot d_r = \frac{1}{2 \cdot \beta} \cdot \frac{\delta_{экр} + \beta \cdot a_1}{\delta_{экр}}; \quad \lambda_2 = \frac{a_2}{\delta};$$

$$\lambda_{aq} = 2 \cdot \lambda_1 + 2 \cdot \lambda_2.$$

В выражениях для коэффициентов удельных проводимостей отдельных магнитных силовых трубок

$$b_1 = \frac{t_{зр}}{18}; \quad b_2 = \frac{t_{ня}}{2}; \quad b_3 = \frac{t_{зр}}{2}; \quad a_1 = \frac{b_{ня}}{2}; \quad a_2 = \frac{b_{зр}}{2},$$

где $t_{зр}$ – зубцовое деление ротора; $b_{ня}$ – ширина паза якоря; $b_{зр}$ – ширина зубца якоря.

Магнитная проводимость реакции якоря по оси d и q определим из выражения [3]

$$\lambda_{ad} = \lambda_{ady} \cdot l_{я} \cdot \mu_0 \cdot K_{фм} \cdot K_{ad},$$

$$\lambda_{aq} = \lambda_{aqy} \cdot l_{я} \cdot \mu_0 \cdot K_{фм} \cdot K_{aq},$$

где $K_{фм}$ – коэффициент формы поля возбуждения; K_{ad} , K_{aq} – коэффициенты приведения МДС реакции якоря по продольной и поперечной осям к МДС постоянно-го магнита

$$K_{ad} = \frac{B_{ad1}}{B_{ad}} \cdot \frac{B_{\delta 0}}{B_{\delta 01}}; K_{aq} = \frac{B_{aq1}}{B_{aq}} \cdot \frac{B_{\delta 0}}{B_{\delta 01}},$$

где B_{ad} , B_{aq} , $B_{\delta 0}$ – максимальное значение индукций, созданные МДС реакции якоря по продольной, поперечной осям и постоянными магнитами; B_{ad1} , B_{aq1} , $B_{\delta 01}$ – первые гармоники индукции, созданные МДС реакции якоря по продольной, поперечной осям и постоянным магнитом [3].

Значения B_{ad} , B_{aq} , $B_{\delta 0}$ могут быть определены из построения картины распределения индукции в воздушном зазоре на основании распределения проводимости воздушного зазора, а B_{ad1} , B_{aq1} , $B_{\delta 01}$ могут быть получены из разложения кривых распределения индукции в ряд Фурье.

Индуктивные сопротивления обмотки якоря, обусловленные потоком реакции якоря по продольно и поперечной осям.

$$\lambda_{2 \text{ верх}} = \int_0^{b_2} \frac{1}{\delta + \beta \cdot r} \cdot d \cdot r = \frac{1}{\beta} \cdot \frac{\delta + \beta \cdot b_2}{\delta};$$

$$\lambda_{2 \text{ нижн}} = \int_0^{b_1+b_2} \frac{1}{\beta \cdot r} \cdot d \cdot r = \frac{1}{\beta} \cdot \ln \frac{b_1 + b_2}{b_1};$$

$$\lambda_2 = \frac{\lambda_{2 \text{ верх}} \cdot \lambda_{2 \text{ нижн}}}{\lambda_{2 \text{ верх}} + \lambda_{2 \text{ нижн}}}.$$

Силовая магнитная трубка шириной b_3 также состоит из двух частей: верхней, включающей воздушный зазор $\delta_{эвк}$, и нижней, включающей магнит высотой h_m :

$$\lambda_{3 \text{ верх}} = \frac{b_3}{\delta}; \lambda_{3 \text{ нижн}} = \frac{b_3}{h_m};$$

$$\lambda_3 = \frac{\lambda_{3 \text{ верх}} \cdot \lambda_{3 \text{ нижн}}}{\lambda_{3 \text{ верх}} + \lambda_{3 \text{ нижн}}}; \lambda_{ady} = 2\lambda_2 + 2\lambda_3.$$

Взаимное положение зубцовых зон якоря и ротора, соответствующие проводимости по оси q представлено на рис. 3.

Индуктивное сопротивление реакции якоря по продольной X_{ad} и поперечной X_{aq} осям определяется из выражений:

$$X_{ad} = \frac{4 \cdot m_s \cdot f}{\pi \cdot p} \cdot (W_s \cdot K_{Ws})^2 \cdot \lambda_{ad};$$

$$X_{aq} = \frac{4 \cdot m_s \cdot f}{\pi \cdot p} \cdot (W_s \cdot K_{Ws})^2 \cdot \lambda_{aq},$$

где W_s – число витков фазы обмотки якоря; K_{Ws} – обмоточный коэффициент обмотки якоря.

Полное индуктивное сопротивление по продольной X_d и поперечной X_q осям

$$X_d = X_{ad} + X_{\sigma s}; X_q = X_{aq} + X_{\sigma s},$$

где $X_{\sigma s}$ – индуктивное сопротивление рассеяния обмотки якоря.

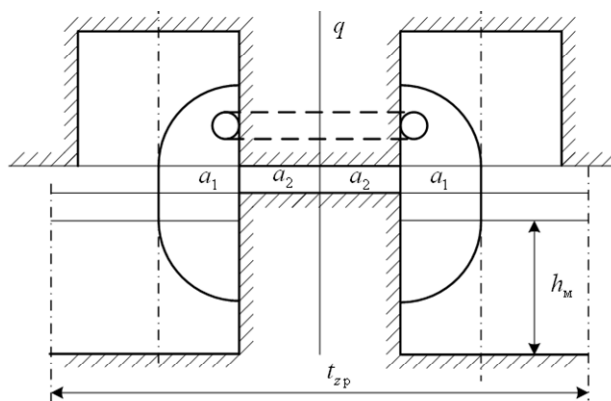


Рис. 3. Взаимное положение зубцов якоря и ротора, соответствующее проводимости по оси q

Выводы. Применяя разработанную методику можно рассчитывать параметры обмотки якоря, определить индуктивные сопротивления реакции якоря по продольной d и поперечной q осям индукторного генератора комбинированного возбуждения. По предложенной методике рассчитана обмотка якоря автотракторного генератора мощностью 1 кВт. На заводе "Укрэлектромаш" изготовлена опытная партия таких генераторов. Генераторы прошли успешные испытания и рекомендованы для внедрения в серийное производство.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Акимов С.В., Акимов А.В., Лейкин А.П. Генераторы зарубежных автомобилей. – М.: За рулем, 1997. – 87 с.
2. Балагуров В.А., Галтеев Ф.Ф. Электрические генераторы с постоянными магнитами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 570 с.
3. Петренко А.Н., Иваненко В.Н., Остафевский Н.А. Математическая модель автотракторного генератора с комбинированным возбуждением // Электротехника і електроμηχανіка. – 2002. – №1. – С. 61-65.
4. Бут Д.Л. Бесконтактные электрические машины. – М.: Высшая школа, 1990. – 348 с.

REFERENCES: 1. Akimov S.V., Akimov A.V., Lejkin A.P. *Generatory zarubezhnykh avtomobilej*. Moscow, Za rulem Publ., 1997. 87 p. 2. Balagurov V.A., Galteev F.F. *Elektricheskie generatory s postojannymi magnitami*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 570 p. 3. Petrenko A.N., Ivanenko V.N., Ostashevskij N.A. Matematicheskaja model' avtotraktornogo generatora s kombinirovannym возбуждением. *Electrical engineering & electromechanics*, 2002, no.1, pp. 61-65. 4. But D.L. *Beskontaktnye elektricheskie mashiny*. Moscow, Vysshaja shkola Publ., 1990. 348 p.

Поступила (received) 11.11.2013

Петренко Александр Николаевич, к.т.н.,
Харьковский национальный университет
городского хозяйства им. А.Н. Бекетова,
61002, Харьков, ул. Революции, 12

A.N. Petrenko

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

An armature winding parameter calculation technique for an automotive compositely excited generator.

The paper deals with problems of determining armature reaction inductance in the longitudinal and transverse axes of an induction automotive generator. By means of a developed technique, armature winding parameters for a pilot batch of 1 kW automotive compositely excited generators have been calculated. The pilot generators have been successfully tested and recommended for production at UKRELECTROMASH plant.

Key words – winding, compositely excited generator, calculating method.

ОЦЕНКА ОСТАТОЧНОГО РЕСУРСА ИЗОЛЯЦИИ НА ОСНОВЕ УЧЕТА ИНДИВИДУАЛЬНЫХ ОСОБЕННОСТЕЙ ЖИЗНЕННОГО ЦИКЛА СИЛОВОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Запропонована методика оцінки залишкового ресурсу ізоляції силового трансформатора шляхом імітаційного моделювання прогнозованих результатів впливів зовнішніх факторів на стан ізоляції.

Предложена методика оценки остаточного ресурса изоляции силового трансформатора путем имитационного моделирования прогнозируемых результатов воздействий внешних факторов на состояние изоляции.

ВВЕДЕНИЕ

Силовой трансформатор (СТ) – важнейший элемент систем электроснабжения. Продление фазы эксплуатации его жизненного цикла (ЖЦ) всегда было актуальной задачей науки и практики. Оценка такой возможности производится на основе анализа остаточных ресурсов СТ, среди которых определяющим является ресурс изоляции активной части обмоток (далее "изоляции"). Стандартами в области "надежность в технике" ресурс определяется как временная характеристика объекта – время, за которое техническое состояние объекта с определенной степенью уверенности достигнет своего критического значения, при котором дальнейшая эксплуатация объекта недопустима. Критическое состояние изоляции связывается с определенной степенью полимеризации целлюлозы – материала изоляции.

АНАЛИЗ ИССЛЕДОВАНИЙ

Расход ресурса изоляции характеризуется интегралом старения [1]:

$$L(t_0, t_0 + T) = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0 + T} \left(\frac{K}{K_{БАЗ}} \right)^{2,05} \times \left(\frac{W}{W_{БАЗ}} \right)^{1,493} \cdot \exp \left[\ln 2 \cdot \frac{(\theta_h - 98)}{\Delta} \right] dt, \quad (1)$$

где $L(t_0, t_0 + T)$ – износ изоляции в интервале времени, который начинается в момент t_0 и имеет длительность T ; $K, K_{БАЗ}$ – текущий и базовый показатель кислотности масла, соответственно; $W, W_{БАЗ}$ – текущий и базовый показатель влагосодержания масла, соответственно; θ_h – температура наиболее нагретой точки изоляции; Δ – интервал температур θ_h , на котором происходит, при прочих равных условиях, удвоение износа изоляции, $\Delta = 6^\circ\text{C}$ (в соответствии с рекомендациями [2]) или 7°C [3]. Таким образом, выражение (1) определяет износ изоляции как функцию показателей K, W, θ_h узлов СТ, значения которых в свою очередь зависят от времени.

В работах [1, 3] утверждается, что расход ресурса изоляции это случайный процесс, а остаточный ресурс – случайная величина. В соответствии с этим подходом на основании данных о расходе ресурса по нескольким годам работы СТ средствами математической статистики вычисляется γ – процентный износ. Вместе с тем, в известных работах не раскрыты механизмы и характер случайности расхода ресурса, его взаимосвязь с факторами эксплуатации СТ, что снижает достоверность оценки γ – процентного износа.

ЗАДАЧА ИССЛЕДОВАНИЯ

Задача работы состоит в разработке методики оценки остаточного ресурса изоляции СТ как случайной величины, включая:

- выбор/разработку моделей зависимостей значений показателей входящих в "интеграл старения" от параметров эксплуатации и технического состояния СТ;
- выбор/разработку методики прогнозирования параметров эксплуатации технического состояния СТ;
- определение путем компьютерного моделирования значений показателей СТ во временном интервале прогноза износа изоляции и оценку статистических результатов расчета по этим данным "интеграла старения", включая γ – процентный износ.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Фазы жизненного цикла СТ и их роль в формировании и расходовании ресурса изоляции приведены на рис. 1.

С позиций поставленной задачи оценки остаточного ресурса изоляции, фазу проектирования, включая проектирование технологических процессов (ТП) изготовления, охарактеризуем как процесс принятия решений, относительно конструкции и технологии изготовления, ограничивающих потенциальный R^n ресурс. А также как процесс (конечно непреднамеренного) внесения скрытых конструктивных и технологических дефектов в СТ.

Так, принимая решение о выборе материала изоляции обмоток, проектант фактически задает параметры относительной скорости расхода ресурса этой изоляции вследствие термического износа [2]:

- для обычной бумаги:

$$V = 2^{\frac{(\theta_h - 98)}{\Delta}}, \quad (2)$$

- для термически улучшенной бумаги:

$$V = e^{\left(\frac{15000}{110 + 273} - \frac{15000}{\theta_h + 273} \right)}. \quad (3)$$

Входными данными для проектирования (ВДП) являются цели проектирования, требования, представления об идеальных решениях и решениях-аналогах, а также качество персонала, включая его профессионализм и ответственность. Результатами проектирования являются комплект конструкторской (КД) и технологической (ТД) документации на СТ, а также модель потенциального ресурса R^n , с параметрами, которые отражают принятые решения относительно конструкции и технологии изготовления.

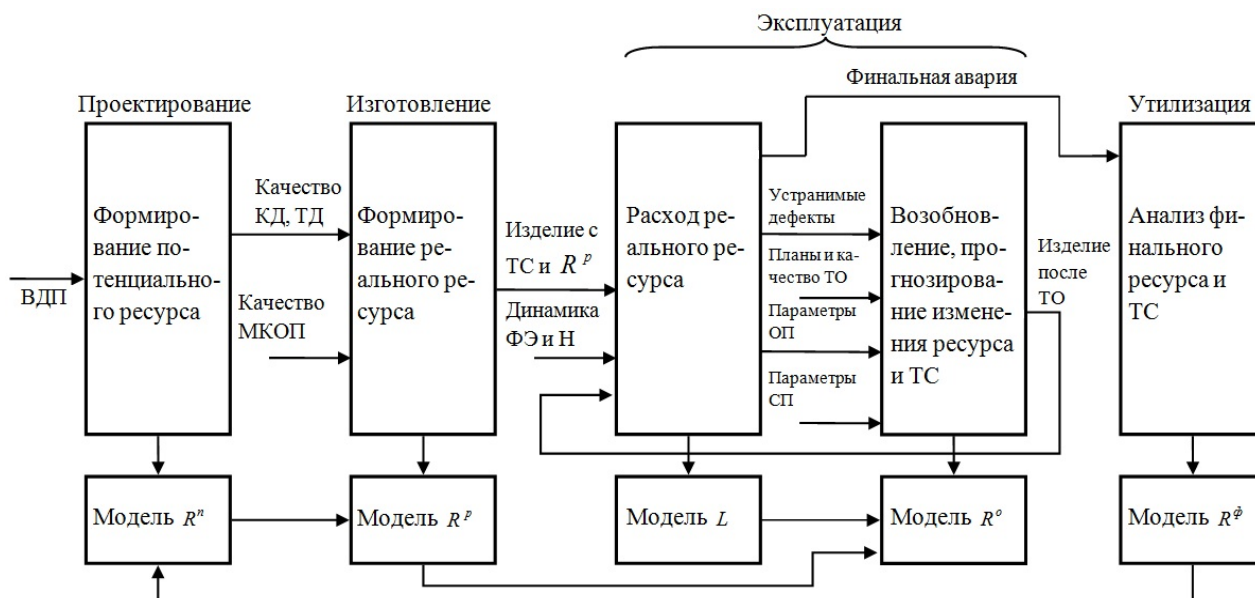


Рис. 1. Фазы жизненного цикла СТ

В фазу изготовления включим, кроме собственно изготовления в условиях завода, транспортировку и монтаж изделия на объекте заказчика. Эта фаза характеризуется внесением явных и скрытых дефектов в ходе технологических (формообразующих, сборочно-монтажных и др.) операций ТП и коррекцию качества изделия в ходе контрольных операций.

Входными данными для оценки ресурса на стадии изготовления являются качество КД, ТД, материалов, комплектующих, оборудования и персонала (МКОП). Результатом изготовления является изделие с реальным R^p ресурсом относительно некоторого диапазона ожидаемых условий эксплуатации. Техническое состояние СТ определяется вероятным наличием в нем скрытых дефектов, определяемых качеством КД, ТД и МКОП. Вследствие чего, как правило, $R^p < R^n$. Модель R^p опишем как нечеткую функцию ресурса зависящую от переменных отклонений входных факторов фазы изготовления от нормы. Разработка этой модели выходит за рамки данной работы и будет рассмотрена отдельно.

В фазе эксплуатации происходят изменения технического состояния (ТС) и ресурса СТ. Входными данными для учета этих изменений в подфазе, собственно, эксплуатации являются данные мониторинга параметров технического состояния, дестабилизирующих факторов эксплуатации и изменений нагрузки СТ (ФЭиН).

Результатами процесса эксплуатации, кроме эффектов у потребителей электроэнергии, являются расход ресурса, выявленные дефекты и отклонения от нормы параметров ТС а также параметры оперативной (среднесрочной) модели прогноза (ОП) динамики факторов внешней среды и нагрузки.

В подфазе технического обслуживания (ТО) происходит устранение выявленных дефектов и восстановление ТС изоляции, например путем регенерации или замены масла. Эффективность этой работы зависит от моментов времени проведения и качества ТО, включая качество МКОП. В результате ТО в экс-

плуатацию возвращается СТ, который может находиться в эксплуатации больший срок, чем до ТО. Оценка этого срока должна проводиться на основе ОП и СП значений параметров внешних воздействий на СТ, моделей расходов СТ как функций этих воздействий и моделей расхода ресурса. Параметры ОП должны учитывать характер "быстрых" изменений внешних факторов, длительности которых соизмеримы со значениями тепловых постоянных обмотки и масла, а также параметры суточных, недельных, сезонных циклов температуры, влажности и нагрузки.

Горизонт СП соизмерим со сроками продления эксплуатации СТ и может превышать десять лет. Примером параметра ОП может служить амплитуда бросков нагрузки СТ, а СП – динамика среднесуточного, среднегодового тока нагрузки конкретного СТ в ближайшем десятилетии. При оценке ресурса R^o должна учитываться также запланированная периодичность ТО и ее влияние на износ. Модель R^o базируется на моделях реального ресурса R^p и модели расхода L . Модель R^o должна учитывать вероятностный характер ОП и СП.

Фаза эксплуатации переходит в фазу утилизации при возникновении финальной аварии СТ. Эта фаза используется при построении модели финального ресурса $R^φ$.

Рассмотрим более подробно процесс определения ресурса R^o . С этой целью определим следующие моменты времени: t^{p0} – завершения изготовления; t^{pi} – последнего экспериментального определения ресурса R^o ; t^x – прогнозирования; $t^x + T^γ$ – прогнозируемого с $γ$ – процентной степенью уверенности завершения эксплуатации.

Задача определения в момент t^x ресурса R^o сводится к нахождению $T^γ$, т.е. $R^o = T^γ$, для которого:

$$R^p - L^p(t^{p0}, t^x) = L^n(t^x, t^x + T^γ) \quad (4)$$

или

$$R^{pi} - L^p(t^{pi}, t^x) = L^n(t^x, t^x + T^γ), \quad (5)$$

где $L^p(t^{p0}, t^x)$, $L^p(t^{pi}, t^x)$ – измеренный ("реальный")

расход ресурса на интервалах $[t^{po}, t^x]$ и $[t^{pi}, t^x]$, соответственно; $L^n(t^x, t^x + T^n)$ – прогнозируемый расход ресурса на интервале $[t^x, t^x + T^n]$.

Под измерением расхода будем понимать его расчет по формуле (1), куда подставляются измеренные в процессе мониторинга параметров реального СТ значения $\theta_h^u(t)$, $W^n(t)$, $K^n(t)$, $t \in [t^{po}, t^x]$ или $t \in [t^{pi}, t^x]$.

Под прогнозированием расхода будем понимать его расчет по формуле (1), по прогнозируемым с помощью компьютерной модели значениям $\theta_h^n(t)$, $W^n(t)$, $K^n(t)$, $t \in [t^x, t^x + T^n]$ и параметров технического состояния СТ.

Компьютерные модели K , W , θ_h могут быть построены на основе уравнений соответствующих балансов: теплового – для θ_h ; баланса влажности масла – для W ; баланса кислотосодержания – для K . Уравнения соответствующих балансов – это дифференциальные уравнения, позволяющие определить изменение параметра, влияющего на расход ресурса изоляции, в зависимости от значений факторов эксплуатации. Параметры этих уравнений могут быть определены через конструктивные характеристики СТ, результаты испытаний или мониторинга параметров. Так, известны термодинамические модели СТ [2, 5, 6], позволяющие при известных тепловых параметрах СТ определить изменение θ_h как реакцию на уровень тока нагрузки I_d и температуру окружающей среды θ_a . В работах [7, 8] приведены примеры моделирования изменений технического состояния элементов СТ.

Решение задачи прогнозирования расхода ресурса связано с последовательным решением этих уравнений для всех значений $I_d(t)$ и $\theta_a(t)$ в интервале времени $t \in [t^x, t^x + T^n]$ с интервалом изменения времени Δt . Неопределенность прогнозов нагрузки и температуры окружающей среды заставляет рассматривать $I_d(t)$ и $\theta_a(t)$ как случайные функции прогноза (СФП). Из-за этого уравнения балансов приобретают свойства стохастических дифференциальных уравнений и могут быть решены относительно некоторого количества реализаций СФП с оценкой вероятности появления этих реализаций. Совокупность этих оценок формирует функцию вероятностей реализаций СФП (ФВР СФП).

Таким образом, каждой сочетанию реализаций СФП I_d^y , θ_a^y имеющему вероятность появления $P(I_d^y, \theta_a^y)$, соответствует полученное в результате моделирования θ_h и рассчитанный по формуле (1) износ L . Следовательно, вероятный износ – это вероятность появления соответствующего сочетания реализации СФП. Совокупность вероятностей износа для различных сочетаний реализаций СФП I_d и θ_a задает функцию вероятностей износа, по которой может быть определен γ – процентный износ.

Прогнозирование индивидуального энергопотребления множества потребителей на срок продления эксплуатации СТ назначаемый на многие годы является сложной задачей. Учитывая необходимую дискретность определения I_d соизмеримую с тепловыми постоянными обмоток – единицы минут.

Для целей определения остаточного ресурса параметры прогноза факторов эксплуатации должны включать параметры быстрых изменений (бросков)

нагрузки, параметры суточных, недельных, сезонных, годовых циклов изменения нагрузки, температуры θ_a , параметры среднегодовых токов потребления:

$$I_d^y = P_z \cdot I_{zav} \cdot N_z + \Delta I_{dz} \cdot P_c \cdot (N_{dz}) + \Delta I_{dc} \cdot P_d(N_{dn}) + \Delta I_{dq} \cdot P_q(N_q) + \Delta I_{di} \cdot K_i(N_i) \quad (7)$$

где P_z – коэффициент изменения среднегодового тока; I_{zav} – среднегодовой ток нагрузки на момент прогноза; N_z – номер годового интервала прогноза; ΔI_{dz} – среднегодовое изменение тока нагрузки; P_c – коэффициент среднесуточных изменений; N_{dz} – номер дня в году; ΔI_{dc} – среднесуточные изменения тока нагрузки; $P_d(N_{dn})$ – коэффициент зависимости от дня недели; N_{dn} – номер дня в неделе; ΔI_{dq} – среднечасовое изменение тока нагрузки; P_q – коэффициент, зависящий от номера часа; N_q – номер часа в сутках; ΔI_{di} – амплитуда броска тока нагрузки; K_i – интервал броска тока нагрузки; N_i – номер интервала броска тока нагрузки.

Для формирования значений переменных N_z , N_{dz} , N_{dn} , N_q , N_i в компьютерную модель расчета расхода ресурса вводится блок календаря. Значения коэффициентов P_c , P_q , P_d , ток I_{zav} , изменения токов ΔI_{dz} , ΔI_{dq} определяются по данным мониторинга до момента прогнозирования. Значение P_z – из прогнозов роста электропотребления в зоне нагрузок СТ. Для определения ΔI_{di} и K_i воспользуемся методикой [9].

Результаты моделирования по предложенной методике существенно отличаются от результатов статистической оценки по методике [1, 3].

ВЫВОДЫ

Проведенный анализ показывает, что все фазы жизненного цикла СТ оказывают существенное влияние на ресурс изоляции. Основным инструментом определения остаточного ресурса является имитационное моделирование процессов старения. Определяющим фактором повышения точности оценки является повышение точности прогнозирования динамики факторов изоляции за счет одновременного учета факторов из разных временных диапазонов – диапазонов скачков нагрузки, суточных, недельных и сезонных циклов, долголетних прогнозов нагрузки. Дальнейшие исследования будут направлены на разработку и исследование компьютерной модели СТ более полно отражающей взаимосвязи дестабилизирующих факторов эксплуатации и параметров изоляции, а также разработку моделей формирования реального ресурса.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Васин В.П., Долин А.П. К задаче оценки остаточного ресурса изоляции силовых маслонаполненных трансформаторов // Новое в российской электроэнергетике. – 2008. – №3. – С. 42-55.
2. IEC 60076-7 Ed. 1: Power transformers – Part 1: Loading guide for oil-immersed power transformers. Vol. 14/512/FDIS, Sept. 2005.
3. Васин В.П., Долин А.П. Ресурс изоляции силовых маслонаполненных трансформаторов // ЭЛЕКТРО. Электротехника, электроэнергетика, электротехническая промышленность. – 2008. – №3. – С. 12-17.
4. Поляков М.А., Василевский В.В. Моделирование динамики распределений дефектов в изделиях в ходе технологического процесса // Системные технологии. – 2013. – №4(87). – С. 73-81.

5. Поляков М.А., Климов С.И. Методы и информационные технологии обработки данных мониторинговых параметров силового трансформатора // Вісник національного університету "Львівська політехніка". – 2009. – №637. – С. 70-73.
6. Коноград С.П. Применение модели старения твердой изоляции силовых маслонаполненных трансформаторов для их диагностики в режиме эксплуатации // Електротехніка і електромеханіка. – 2010. – №1. – С. 43-45.
7. Поляков М.А., Мирошниченко А.Г. Исследование процессов идентификации тепловых параметров силового масляного трансформатора по данным мониторинга // Вісник східноукраїнського національного університету. – 2007. – №11. Ч.1(117). – С. 160-167.
8. Поляков М.А. От мониторинга параметров – к мониторингу состояний силового трансформатора // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – №1. – С. 49-52.
9. Поляков М.А. Конструирование и выбор вейвлетов для анализа тепловых процессов в силовом трансформаторе // Технічна електродинаміка. – 2012. – №3. – С. 119-120.

REFERENCES: 1. Vasin V.P., Dolin A.P. K zadache ocenki ostatochnogo resursa izoljacii silovyh maslonapolnennyh transformatorov. *Novoe v rossijskoj elektroenergetike*, 2008, no.3, pp. 42-55. 2. IEC 60076-7 Ed. 1: Power transformers – Part 1: Loading guide for oil-immersed power transformers. Vol. 14/512/FDIS, Sept. 2005. 3. Vasin V.P., Dolin A.P. Resurs izoljacii silovyh maslonapolnennyh transformatorov. *ELEKTRO. Elektrotehnika, elektroenergetika, elektrotehnicheskaja promyshlennost'*, 2008, no.3, pp. 12-17. 4. Poliakov M.A., Vasilevskij V.V. Modelirovanie dinamiki raspredelenij defektov v izdelijah v hode tehnologicheskogo processa. *System technologies*, 2013, no.4(87), pp. 73-81. 5. Poliakov M.A., Klimov S.I. Metody i informacionnye tehnologii obrabotki dannyh monitornyh parametrov silovogo transformatora. *Bulletin of Lviv Polytechnic National University*, 2009, no.637, pp. 70-73. 6. Konogray S.P. A solid insulation ageing model

application to oil-filled power transformer for operation diagnostics. *Electrical engineering & electromechanics*, 2010, no.1, pp. 43-45. 7. Poliakov M.A., Miroshnichenko A.G. Issledovanie processov identifikacii teplovyh parametrov silovogo masljanogo transformatora po dannym monitoringa. *Bulletin of V. Dahl East Ukrainian National University*, 2007, no.11, part 1(117), pp. 160-167. 8. Poliakov M.A. From monitoring of parameters – to monitoring of the states of power transformer. *Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no.1, pp. 49-52. 9. Poliakov M.A. Konstruirovaniye i vybor vejvletov dlja analiza teplovyh processov v silovom transformatore. *Technical electrodynamics*, 2012, no.3, pp. 119-120.

Поступила (received) 25.10.2013

Поляков Михаил Алексеевич¹, доц., к.т.н.,
Василевский Владимир Валентинович¹, аспирант,
¹ Запорожский национальный технический университет,
69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64,
тел/phone +38 066 794 60 37,
e-mail: polyakov@zntu.edu.ua, Lisses@ukr.net

M.A. Poliakov¹, V.V. Vasilevskij¹

¹ Zaporizhzhya National Technical University
64, Zhukovsky Str., Zaporizhzhya, 69063, Ukraine

Evaluation of power transformer insulation residual life based on its individual life cycle characteristics.

Analysis reveals that all phases of a power transformer life cycle have a significant effect on the isolation resource. The paper introduces a technique for evaluating residual life of power transformer insulation via simulation of predicted results of external factor actions on the transformer insulation condition.

Key words – insulation, power transformer, technical maintenance, failure, energy consumption.

ОПТИМИЗАЦИОННЫЙ ПОДХОД К КАНАЛЬНОЙ ТРАССИРОВКЕ С УЧЕТОМ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ

Отримано рішення науково-технічної задачі підвищення ефективності систем автоматизації проектування топології мікроелектронних пристроїв з урахуванням завадостійкості. Запропоновано алгоритми проектування з урахуванням завадостійкості топології в каналі.

Получено решение научно-технической задачи повышения эффективности систем автоматизации проектирования топологии микроселектронных устройств с учетом помехоустойчивости. Предложены алгоритмы проектирования с учетом помехоустойчивости топологии в канале.

В настоящее время идеи автоматизации проектирования топологии цифровых систем на кристаллах завоевали широкое признание. Под проектированием топологии понимают определение точного расположения электронных элементов на кристалле или подложке и реализацию всех соединений (трассировка цепей) в соответствии с электрической схемой так, чтобы удовлетворялись технологические требования к электрическим связям.

Разработка новых эффективных по времени и качеству эвристических алгоритмов трассировки является актуальной задачей.

Большое распространение получили каналные алгоритмы трассировки, которые требуют меньших машинных ресурсов и в большинстве случаев обеспечивают полное разведение цепей. Изменяющаяся технология изготовления БИС и СБИС ведет к усложнению эвристик трассировки и постоянно требует новых, нетрадиционных подходов к решению данной проблемы. Так же нужно отметить о существующих ограничениях, усложняющих эту задачу. Может потребоваться, чтобы трассировка была проведена в областях фиксированных размеров или чтобы была минимизирована область трассировки. А возникающие паразитные емкости и индуктивности в соседних соединительных проводниках приводит к искажению формы соответствующих сигналов. Существуют различные подходы к решению задачи канальной трассировки с различными условиями, технологическими ограничениями и правилами [1-3].

Большинство алгоритмов ориентировано на однократную оценку емкостей после завершения процесса проектирования. Размерность реальных схем не позволяет даже проводить полный расчет емкостей для всей системы проводников.

Большая размерность задачи и необходимость многократных оценок требуют применения быстродействующих приближенных методов (например, определения емкостей по геометрическим параметрам проводников), однако сложность структуры микроэлектронных устройств (МЭУ) не позволяет полностью исключить расчет электростатического поля. В практических расчетах печатный монтаж рассматривается обычно как плоскопараллельная система проводников, собственные и взаимные емкости которых рассчитываются через соответствующие погонные параметры. Исследования физических полей в реаль-

ных конструкциях МЭУ показывают, что качественный и количественный характер распределения поля практически не зависит от конкретного положения источника поля на конструктиве. Это позволяет проводить однократный расчет погонных емкостей для каждого слоя многослойной структуры.

Большинство задач конструкторского проектирования имеют дискретный (комбинаторный) характер и могут рассматриваться как задачи комбинаторной оптимизации [4]. Рассмотрим модель канала.

На множествах A_i (множествах разрешенных вариантов трасс i -ой цепи) введем метрику Хаусдорфа, доопределенную для элементов, соответствующих отсутствию выбора;

$$\rho_i(a_{\xi_i^1}^i, a_{\xi_i^2}^i) = \begin{cases} \text{dist}(a_{\xi_i^1}^i, a_{\xi_i^2}^i), \tilde{\xi}_i^1, \tilde{\xi}_i^2 \in I_{N_T}, \\ \varepsilon, \tilde{\xi}_i^1 + \tilde{\xi}_i^2 \neq 0, \tilde{\xi}_i^1 \cdot \tilde{\xi}_i^2 = 0, \\ 0, \tilde{\xi}_i^1 = \tilde{\xi}_i^2 = 0, \end{cases} \quad (1)$$

где N_T – число цепей канала.

Подсчет метрики Хаусдорфа можно значительно упростить, если использовать при этом взвешенную ортогональную метрику исходного евклидова пространства:

$$\rho(M_1 M_2) = |x_1 - x_2| + \beta |y_1 - y_2|, \quad 0 < \beta < \frac{\Delta x}{2(N_m - 1)\Delta y}, \quad (2)$$

где Δx – минимально допустимое расстояние между центрами контактов по оси абсцисс, Δy – расстояние между соседними магистралями канала, N_m – число магистралей.

В этом случае расстояние между трассами цепи можно оценивать расстоянием между соответствующими магистралями:

$$\rho_i(a_{\xi_i^1}^i, a_{\xi_i^2}^i) = \begin{cases} |a_{\xi_i^1}^i - a_{\xi_i^2}^i|, \tilde{\xi}_i^1, \tilde{\xi}_i^2 \in I_{N_T}, \\ \frac{1}{2}, \tilde{\xi}_i^1, \tilde{\xi}_i^2 \neq 0, \tilde{\xi}_i^1 \cdot \tilde{\xi}_i^2 = 0, \\ 0, \tilde{\xi}_i^1 = \tilde{\xi}_i^2 = 0, \end{cases} \quad (3)$$

При таком способе подсчета метрики полагается, что трассы не имеют физической ширины.

Построим следующие оптимизационные алгоритмы канальной трассировки на основе общей схемы итерационно-последовательного алгоритма [5]:

Алгоритм 1 (алгоритм одиночных переназначений трассировки).

Осуществляется циклический последовательный выбор цепей в порядке их нумерации. Из множества A_i выбирается элемент (трасса) a_i^j которого значение критерия минимально, т.е. элемент с минимальным значением оценки

$$\alpha_{ij} = F(\xi|_{\xi_i=j}). \quad (4)$$

Критерий трассировки представляется в виде

$$F(\xi) = \sum_{k=1}^{N_T} \text{sign} \tilde{\xi}_k l_k(\xi) + \sum_{k=1}^{N_T-1} \sum_{t=k+1}^{N_T} \text{sign} \tilde{\xi}_k \tilde{\xi}_t \times (\lambda_{kt}^1 g_{kt}(\xi) + \lambda_{kt}^2 (c_{kt} - \bar{C})) + \sum_{k=1}^{N_T} \lambda_k (1 - \text{sign} \tilde{\xi}_k), \quad (5)$$

где $l_k(\xi)$ – длина трассы k -ой цепи, $g_{kt}(\xi)$ – суммарная оценка нарушения ограничений непересечения между трассами k -ой и t -ой цепей, C_{kt} – оценка взаимной емкости трасс k -ой и t -ой цепей, подсчитывается по формуле (1), $\bar{C}$ – максимально допустимая взаимная емкость двух трасс, λ_k – штраф за отсутствие выбора трассы для k -ой цепи, $\lambda_{kt}^1, \lambda_{kt}^2$ – штрафные коэффициенты соответствующих геометрических и емкостных ограничений.

Оценки α_{ij} в приращениях относительно вариантов $\tilde{\xi}_j = 0$ могут быть записаны:

$$\alpha_{ij} = F(\xi|_{\xi_i=0}) - F(\xi|_{\xi_i=j}) = \begin{cases} F_i(\xi) - \lambda_i, & \tilde{j} > 0 \\ 0, & \tilde{j} = 0 \end{cases}, \quad (6)$$

где

$$F_i(\xi) = l_i(\xi) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq j}}^{N_T} \text{sign} \tilde{\xi}_k (\lambda_{ik}^1 g_{ik}(\xi) + \lambda_{ik}^2 (C_{ik} - \bar{C})). \quad (7)$$

При этом оцениваются те элементы a_i^j , для которых $\alpha_i \rho_i(a_i^j, a_{\xi_i}^i) \leq r''$. Если для всех назначений приращения окажутся положительными, то трасса для i -ой цепи не будет выбрана, будет выбран элемент $a_{i_0}^i$ (если он попал в соответствующую окрестность). В случае выбора в качестве начального решения $\tilde{\xi}^0 = (0, 0, \dots, 0)$ первые N_T шагов алгоритма одиночных переназначений можно рассматривать как последовательный алгоритм получения начального решения трассировки.

Алгоритм 2 (алгоритм парных переназначений трассировки).

Осуществляется циклический последовательный выбор пар цепей в порядке нумерации. Соответствующая подзадача решается алгоритмом минимального риска. Оценки эффективности выбора трасс строятся по формуле (6). В случае задания в качестве начального решения $\tilde{\xi}^0 = (0, 0, \dots, 0)$ алгоритм совмещает этапы

построения начального варианта трассировки и оптимизации построенного варианта трассировки.

Алгоритм 3 (алгоритм групповых переназначений трассировки).

Для выбора подмножеств номеров цепей используется алгоритм, аналогичный алгоритму размытой следящей области в задаче размещения. Точки системы Z располагаются на горизонтальной прямой, проходящей через центр канала. Расстояние от точки Z_n до трасс оценивается в метрике Хаусдорфа, в качестве метрики исходного пространства используется взвешенная ортогональная метрика (2). Расстояние от точки Z_n до трассы равно, таким образом, расстоянию в метрике (2) до наиболее удаленного от точки Z_n контакта данной цепи;

$$\rho(z_n, a_{\xi_i}^i) = \max_{1 \leq j \leq m_i} \|x_n - x_j^i\| + \frac{1}{2} \Delta \beta, \quad (8)$$

где Δ – ширина канала.

Задание радиуса окрестности точки выделяет соответствующий вертикальный участок канала. Выделение для переназначения подмножества цепей, полностью принадлежащих заданному вертикальному участку, позволяет существенно упростить решаемую подзадачу. Рассматриваются взаимовлияния только тех цепей, трассы которых пересекают заданный участок.

Исследование эффективности алгоритмов 1 и 2 было проведено на ряде тестовых задач, результаты решения двух из которых приведены в табл. 1.

Таблица 1
Сравнение эффективности оптимизационных алгоритмов трассировки

Вариант начального решения	Задача 1			Задача 2		
	F(ξ0)	алгоритм 2	алгоритм 3	F(ξ0)	алгоритм 2	алгоритм 3
1	185	83	55	604	372	300
2	101	79	55	776	456	304
3	187	95	55	604	354	302
4	181	83	55	806	316	282
5	79	79	55	400	400	304
6	79	79	55	320	320	300
7	900	57	55	2500	362	302

1, 2, 3, 4 – интервальные алгоритмы; 5 – максимальный алгоритм; 6 – алгоритм минимального риска; 7 – без начального решения.

В задаче 1 канал содержит 9 цепей, которые необходимо развести на 8 магистралях. В задаче 2 25 цепей канала необходимо развести на 15 магистралях. Координаты контактов цепей: (–1; 7), (–2; 5), (1; –3), (–4; –17); (2; –6), (–7; 22), (–8; 16), (–9; –13), (–10; 13), (–12; –24), (–14; 17), (–15; –18), (–16; –22), (9; –19), (14; –20), (12; –21), (11; –23), (18; –25), (4; 6), (8; 24), (20; 25), (3; 10), (–5; 21), (19; 23), (–11; 15). В качестве начального решения использовались результаты работы различных последовательных алгоритмов трассировки. Исследовался также вариант, в котором начальное решение отсутствовало. Для всех вариантов начальных решений (ни одно из них не было допустимым) алгоритм 3 находил допустимый с точки зрения ограничений вариант трассировки. Алгоритм 1,

как правило, не находил допустимого решения, однако позволял существенно приблизить его к допустимой области. Можно сделать вывод, что в задаче трассировки, обладающей жесткими ограничениями, алгоритм 1, обладающий сильными локальными свойствами, недостаточно эффективен. Эффективно применение алгоритма 2, являющегося более мощным средством оптимизации.

Применение к решению данных задач алгоритма 3 с объемом решаемых подзадач, равным 5, также позволило найти во всех случаях допустимое решение. Введение ограничений на межпроводниковые емкости ограничивает, в конечном счете, длину параллельного горизонтального участка двух трасс. В варианте решения задачи 1, соответствующему минимальному значению суммарной длины трасс, равной 55, длина параллельных участков трасс цепей 1 и 8, а также цепей 6 и 9, находящихся на соседних магистралях, равна 5. Решение задачи 1 с учетом ограничений на длину соседних параллельных участков трасс позволило подучить алгоритмом 4-3 вариант трассировки (4, 5, 7, 8, 2, 3, 1, 6, 8), для которого суммарная длина трасс равна 61, однако длина параллельных участков трасс на соседних магистралях не превышает 4.

ВЫВОДЫ

1. Построены алгоритмы проектирования помехоустойчивой топологии в канале на основе общей схемы итерационно-последовательного алгоритма. Проведено сравнение предложенных алгоритмов с известными на тестовых и практических задачах.

2. Проведены исследования влияния решающих правил на результат решения задачи КТ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Shervani N. Algorithms for VLSI physical design automation. Kluwer Academic Publishers, USA, 1995. – 538 p.
2. Yoshimura T., Kuh E.S. Efficient algorithms for channel routing. IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integrated Circuits & Syst., 1982, vol.1, no.1, pp. 25-35.
3. Burstein M. Channel routing. Layout Design and Verification, Elsevier Science, 1986, pp. 133-167.
4. Семенец В.В., Иванов В.Г. Анализ структуры задачи проектирования топологии микросистемных устройств // Радиоэлектроника и информатика. – 2007. – №3. – С. 113-118.
5. Иванов В.Г. Разработка итерационных алгоритмов канальной трассировки // Автоматизированные системы управления и приборы автоматики. – 2008. – №3/3(33) – С. 29-39.

REFERENCES: 1. Shervani N. Algorithms for VLSI physical design automation. Kluwer Academic Publishers, USA, 1995. 538 p. 2. Yoshimura T., Kuh E.S. Efficient algorithms for channel routing. IEEE Trans. Comput.-Aided Des. Integrated Circuits & Syst., 1982, vol.1, no.1, pp. 25-35. 3. Burstein M. Channel routing. Layout Design and Verification, Elsevier Science, 1986, pp. 133-167. 4. Semenec V.V., Ivanov V.G. Analiz struktury zadachi projektirovaniya topologii mikroelektronnyh ustroystv. Radioelektronika i informatika, 2007, no.3, pp. 113-118. 5. Ivanov V.G. Razrabotka iteratsionnyh algoritmov kanal'noj trassirovki. Avtomatizirovannye sistemy upravleniya i pribory avtomatiki, 2008, no.3/3(33), pp. 29-39.

Поступила (received) 19.11.2013

Иванов Виталий Геннадьевич, к.т.н.,
Институт химических технологий
Восточноукраинского национального университета
им. Владимира Даля,
93009, Луганская обл., Рубежное, ул. Ленина, 31,
тел/phone +38 06453 50156, e-mail: vetgen@e-mail.ua

V.G. Ivanov
Chemical Technology Institute of Volodymyr Dahl East Ukrainian
National University

31, Lenin Str., Rubizhne, Lugansk region, 93009, Ukraine

Optimization noise stability based approach to channel routing.

A solution to an efficiency improvement problem for microelectronic device topology design automation systems is obtained with allowance for noise stability. Noise-stable channel topology designing algorithms are introduced.

Key words – multi-layered digital system, crystal, design automation, topology, channel routing, optimization.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ ПО ОБОСНОВАНИЮ СУЩЕСТВОВАНИЯ В МИКРОСТРУКТУРЕ МЕТАЛЛИЧЕСКОГО ПРОВОДНИКА С ТОКОМ ЭЛЕКТРОННЫХ ДЕБРОЙЛЕВСКИХ ПОЛУВОЛН

Представлені теоретичні і експериментальні результати досліджень подовжнього хвильового розподілу вільних електронів, що дрейфують, в круглому металевому провіднику з імпульсним аксіальним струмом великої щільності, які безпосередньо вказують на існування в його внутрішній провідній мікроструктурі електронних півхвиль де Бройля.

Представлены теоретические и экспериментальные результаты исследований продольного волнового распределения дрейфующих свободных электронов в круглом металлическом проводнике с импульсным аксиальным током большой плотности, непосредственно указывающие на существование в его внутренней проводящей микроструктуре электронных полувольт де Бройля.

ВВЕДЕНИЕ

В соответствии с данными современной теории электричества электрический ток проводимости в металлическом проводнике понимается как процесс распространения в межатомном пространстве его кристаллического материала электронных волн де Бройля, определяющих пространственно-временную эволюцию дрейфующих свободных электронов внутри проводника [1, 2]. Квантованная длина волны λ_{en} дрейфующего в таком проводнике свободного электрона определяется известным в квантовой физике волновым соотношением выдающегося французского физика-теоретика Луи де Бройля (1892-1987 гг.) [2, 3]: $\lambda_{en} = h / (m_e v_{en})$, где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона; v_{en} – квантованная скорость дрейфа электрона в материале проводника; $n = 1, 2, 3, \dots$ – целое квантовое число; $h = 6,626 \cdot 10^{-34}$ Дж·с – постоянная Планка. Отметим, что в случае волнового распределения дрейфующих свободных электронов вдоль однородного металлического проводника длиной l_0 квантованная величина их скорости v_{en} удовлетворяет соотношению $v_{en} = nh / (2m_e l_0)$ [4]. Поэтому дрейф свободных электронов в материале проводника под действием приложенного к нему электрического напряжения и соответственно протекание в нем электрического тока проводимости будет сопровождаться некоторым волновым электронным процессом, для которого будут характерны периодические изменения его основных электрофизических параметров во времени и пространстве. Несмотря на высокий современный уровень развития научно-теоретических основ электричества и электроники [1-3], волновой процесс протекания электрического тока различных видов (постоянного, переменного или импульсного) и амплитудно-временных параметров (АВП) в гомогенных и гетерогенных структурах твердых металлических проводников до сих пор остается слабо изученным и освещенным с квантовомеханических, а значит и с фундаментальных электрофизических позиций. В этой связи задачи изучения закономерностей распределения дрейфующих свободных электронов в металлических проводниках с током не потеряли своей актуальности.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ ПРОДОЛЬНОГО ВОЛНОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ

Рассмотрим прямолинейный круглый сплошной цилиндрический проводник радиусом r_0 и длиной $l_0 \gg r_0$, по которому протекает аксиальный импульсный ток $i_0(t)$ различных АВП с большой плотностью (рис. 1). Считаем, что радиус r_0 данного проводника меньше толщины токового скин-слоя в его однородном материале, а протекающий по нему ток $i_0(t)$ распределен по его поперечному сечению S_0 с усредненной плотностью $\delta_0(t)$, приводящей к интенсивному джоулевому нагреву его внутренней структуры. Влиянием дрейфующих свободных электронов друг на друга и ионов кристаллической решетки изотропного материала проводника на эти электроны пренебрегаем.

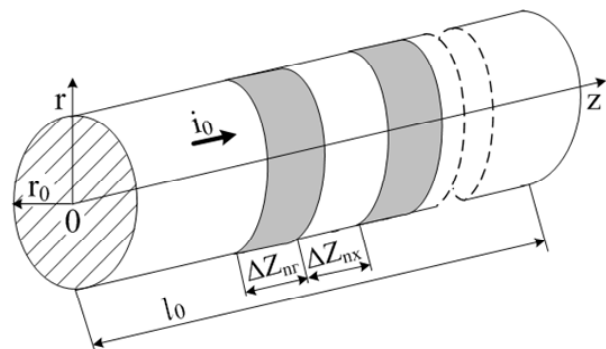


Рис. 1. Схематический вид металлического проводника радиусом r_0 и длиной l_0 с аксиальным импульсным током $i_0(t)$ большой плотности, содержащего круглые "горячие" шириной $\Delta z_{гр}$ и "холодные" шириной $\Delta z_{хл}$ продольные участки

Требуется на основе квантомеханического подхода в приближенном виде описать продольное волновое распределение в указанном проводнике дрейфующих свободных электронов и выполнить экспериментальную проверку найденного расчетного распределения рассматриваемых электронов, подтверждающую или отрицающую наличие в проводящей микроструктуре проводника с электрическим током принятых АВП электронных полувольт де Бройля.

2. РАСЧЕТНАЯ ОЦЕНКА ПРОДОЛЬНОГО ВОЛНОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ

Известно, что в исследуемом проводнике с током дрейфующие свободные электроны распределяются вдоль его продольной оси OZ на рис. 1 так, что на его длине l_0 будет всегда уместиться целое квантовое число n электронных полувольт де Бройля, удовлетворяющих следующему расчетному соотношению [1, 5]:

$$\lambda_{en}/2 = l_0/n, \quad (1)$$

где $\lambda_{en}/2$ – квантованная длина полуволны дрейфующего свободного электрона, равная половине длины стоячей электронной волны де Бройля в изотропном материале металлического проводника.

С учетом (1) и возникновения из-за суперпозиции электронных полувольт де Бройля в материале проводника волновых электронных пакетов (ВЭП) для продольной периодической тепловой структуры и соответственно продольной структуры размещения отдельных ВЭП, вызывающих появление вдоль исследуемого проводника "горячих" продольных участков, будут выполняться следующие соотношения [6]:

- для краевых зон проводника

$$\lambda_{en}/2 = \Delta z_{nz} + 2\Delta z_{nxx} = l_0/n; \quad (2)$$

- для внутренних зон проводника

$$\lambda_{en}/2 = \Delta z_{nz} + \Delta z_{nxb} = l_0/n, \quad (3)$$

где Δz_{nz} , Δz_{nxx} , Δz_{nxb} – соответственно квантованная ширина "горячего", крайнего и внутреннего "холодного" продольных участков проводника с импульсным током, схематически указанных на рис. 1.

Учитывая квантованный характер распределения в металлических проводниках с током проводимости $i_0(t)$ различных АВП электронных полувольт де Бройля и соответственно ВЭП [6, 7], продольные координаты z_{nk} мест размещения в них середин крайних "горячих" продольных участков от обоих краев проводника определяются следующим выражением:

$$z_{nk} = l_0/(2n), \quad (4)$$

где $n=1,2,3,\dots,n_m$ – целое квантовое число, равное номеру моды собственной продольной волновой пси-функции в материале проводника; n_m – максимальное значение квантового числа n .

Что касается координат мест размещения в проводниках с электрическим током $i_0(t)$ различных видов (постоянного, переменного и импульсного) и АВП середин их внутренних "горячих" продольных участков, то расстояния между ними и серединами крайних "горячих" продольных участков с координатами по (4) определяются из следующего выражения:

$$z_{nb} = l_0/n. \quad (5)$$

Для приближенного выбора в (4) и (5) максимального значения n_m квантового числа n при расчетах в металлических проводниках с током проводимости $i_0(t)$ значений z_{nk} и z_{nb} , а также конкретного набора мод волновых пси-функций, квадрат модуля которых определяет плотность вероятности нахождения свободных электронов в том или ином месте межатомного пространства материала проводника [2], можно использовать следующую формулу [8]:

$$n_m = 2n_k^2, \quad (6)$$

где n_k – главное квантовое число, равное числу электронных оболочек в изолированном атоме металла проводника и соответственно номеру периода в периодической системе химических элементов Менделеева, которому этот металл проводника принадлежит (например, для медного, цинкового и железного (стального) проводников $n_k=4$, а $n_m=32$) [2, 9].

Воспользовавшись известным в квантовой электродинамике соотношением неопределенностей Гейзенберга [2], можно показать, что с учетом данных из [7] для минимальной квантованной ширины Δz_{nz} "горячего" продольного участка исследуемого проводника следует следующее расчетное соотношение:

$$\Delta z_{nz} = e_0 n_{e0} h (m_e \delta_{0m})^{-1} [8 + (\pi - 2)^2]^{-1}, \quad (7)$$

где $e_0=1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – модуль электрического заряда электрона; n_{e0} – усредненная объемная плотность свободных электронов в гомогенном материале проводника до протекания по нему электрического тока; δ_{0m} – амплитуда плотности тока $\delta_0(t)$ в электропроводящем материале проводника, равная I_{0m}/S_0 в принятом приближении; I_{0m} – амплитуда тока $i_0(t)$ в проводнике.

Усредненное значение первоначальной объемной плотности n_{e0} свободных электронов в металле проводника, входящее в (7), равно концентрации его атомов N_0 , умноженной на его валентность, определяемую числом неспаренных электронов на внешних электронных слоях атомов электропроводящего материала проводника (например, для меди, цинка и железа валентность равна двум [9]). Для расчетной оценки усредненной концентрации N_0 атомов в металле проводника с массовой плотностью d_0 его электропроводящего материала до протекания по нему импульса тока можно воспользоваться известной формулой [2]:

$$N_0 = d_0 (M_a \cdot 1,6606 \cdot 10^{-27})^{-1}, \quad (8)$$

где M_a – атомная масса электропроводящего материала проводника (например, для меди она согласно периодической системе химических элементов Менделеева в атомных единицах массы равна $M_a=63,55$ [9]), практически равная массовому числу ядра атома металла проводника (напомним, что одна атомная единица массы равна примерно $1,6606 \cdot 10^{-27}$ кг [9]).

Из (2) и (7) для ширины крайнего "холодного" продольного участка исследуемого проводника с импульсным током $i_0(t)$ произвольных АВП имеем:

$$\Delta z_{nxx} = 0,5 l_0/n - 0,5 e_0 n_{e0} h (m_e \delta_{0m})^{-1} [8 + (\pi - 2)^2]^{-1}. \quad (9)$$

Из (3) и (7) для ширины внутреннего "холодного" продольного участка рассматриваемого проводника с импульсным током различных АВП получаем:

$$\Delta z_{nxb} = l_0/n - e_0 n_{e0} h (m_e \delta_{0m})^{-1} [8 + (\pi - 2)^2]^{-1}. \quad (10)$$

Из (7) следует, что ширина Δz_{nz} "горячего" продольного участка исследуемого проводника в принятом здесь приближении не квантуется и практически определяется амплитудой плотности δ_{0m} тока, протекающего по нашему проводнику. Чем больше значение δ_{0m} , тем будет меньше величина Δz_{nz} . В тоже время ширины Δz_{nxx} и $\Delta z_{nxb} = 2\Delta z_{nxx}$ "холодных" продольных участков проводника с током согласно (9) и (10) явно квантуются и при неизменной амплитуде плотности

δ_{0m} импульсного тока в проводнике и соответственно при неизменной ширине Δz_{nz} его "горячего" продольного участка практически определяются численным значением квантового числа n . Для металла проводника величина квантового числа n носит стохастический характер, определяемый энергетическим состоянием свободных электронов, оказавшихся в микроструктуре материала проводника в момент подачи на него электрического напряжения и начала протекания в нем электрического тока проводимости (продольного дрейфа свободных электронов) того или иного вида (постоянного, переменного или импульсного) и соответственно направления продольного движения (одно- или двухстороннего) в его проводящем материале элементарных носителей электричества – электронов. На практике численное значение квантового числа n будет всегда равно числу "горячих" продольных участков шириной Δz_{nz} , периодически образующихся вдоль рассматриваемого нами круглого металлического проводника длиной l_0 с импульсным током $i_0(t)$.

В этой связи экспериментально зафиксировав в круглом металлическом проводнике с импульсным током большой плотности (малые значения амплитуды плотности тока $\delta_{0m} \ll 0,1$ кА/мм² в рассматриваемом проводнике нам не подходят по тем причинам, что при таких значениях величин δ_{0m} джоулев нагрев его продольных участков оказывается визуально незаметным, а линейные размеры ширин Δz_{nz} "горячих" продольных участков проводника по (7) для большинства металлов оказываются равными порядка 500 мм, что создает большие технические трудности для их идентификации в условиях высоковольтной лаборатории) его "горячие" шириной Δz_{nz} и "холодные" шириной $\Delta z_{пхк}$ и $\Delta z_{пхв}$ продольные участки и сверив их опытные линейные размеры и места их размещения вдоль металлического проводника с указанными выше расчетными данными по аналитическим выражениям (1)–(10), можно делать физико-техническое заключение о не- или присутствии в проводящей микроструктуре такого проводника квантованных дебройлевских электронных полувольт. Далее остановимся на описании результатов экспериментальных исследований относительно "горячих" и относительно "холодных" продольных участков в металлическом проводнике с импульсным током большой плотности.

3. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ПРОДОЛЬНОГО ВОЛНОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ СВОБОДНЫХ ЭЛЕКТРОНОВ В ПРОВОДНИКЕ С ИМПУЛЬСНЫМ ТОКОМ

Используем в наших экспериментах жестко закрепленный в разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-5С [10] круглый оцинкованный (с толщиной данного защитного покрытия $\Delta_0=5$ мкм) стальной проводник [11], имеющий следующие геометрические параметры (рис. 2): $r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $S_0=2,01$ мм². При разряде предварительно заряженной высоковольтной конденсаторной батареи (для ее зарядного постоянного напряжения $U_{3л}=-3,7$ кВ и запасаемой в ней электрической энергии $W_l=310$ кДж) используемого генератора импульсных токов ГИТ-5С протекающий через исследуемый и частично электротер-

мически разрушаемый проводник (с потерей в опытах частью проводника своей металлической проводимости) апериодический импульс тока характеризовался следующими АВП: амплитудой $I_{0m}=-745$ А; временной формой $t_m/\tau_p=9$ мс/576 мс (t_m – время, соответствующее токовой амплитуде I_{0m} ; τ_p – полная длительность импульса тока); модулем усредненной плотности импульсного тока, равным $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм².



Рис. 2. Общий вид круглого прямолинейного оцинкованного стального проводника ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²), размещенного в воздухе над теплозащитным асбестовым полотном, до протекания по нему в разрядной цепи мощного высоковольтного генератора ГИТ-5С униполярного импульса аксиального тока большой плотности

На рис. 3 показаны результаты одного из воздействий указанного выше импульса аксиального тока на используемый в опытах металлический проводник. Из данных рис. 3 видно, что на длине $l_0=320$ мм интенсивно нагреваемого примененным импульсом тока ($|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²) оцинкованного стального проводника (для его стального основания согласно (8) $n_{e0}=2$ $N_0=16,82 \cdot 10^{28}$ м⁻³ [2]) в наблюдаемом случае имеется один "горячий" (одна ярко светящаяся вспученная сферообразная зона ВЭП посередине проводника, указывающая на то, что в этом случае $n=1$) шириной $\Delta z_{nz}=7$ мм (при его расчетной ширине по (7) в 5,7 мм) и два крайних "холодных" (цилиндрические перешейки по обоим краям проводника, один из которых подвергся частичной сублимации) шириной $\Delta z_{пхк}=156,5$ мм (при их расчетной ширине по (9) в 157,1 мм) продольных участка. Заметим, что выполненные нами на оптическом микроскопе типа МБС-9 металлографические исследования остывшей посередине проводника сферообразной зоны показали, что она содержит затвердевшие фракции вскипевшего (вспученного) цинкового покрытия (при температуре кипения для цинка в 907 °С [9]) и расплавленного стального основания проводника (при температуре его плавления примерно в 1535 °С [9]). Эти опытные результаты свидетельствуют о том, что при джоулевом нагреве выбранного проводника используемым импульсом аксиального тока ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²) в его внутренней кристаллической структуре достигаются температуры высокого уровня (уровня более 1200 °С, соответствующее белому цвету каления стали [9]). Одними из опытных подтверждений тому могут служить данные о расплавлении хризотил-асбеста теплозащитного покрытия толщиной 3 мм (см. рис. 3) непосредственно под "горячими" продольными участками проводника. Для любопытного читателя небезынтересно отметить тот физический факт, что температура плавления хризотил-асбеста составляет около 1500 °С [9].

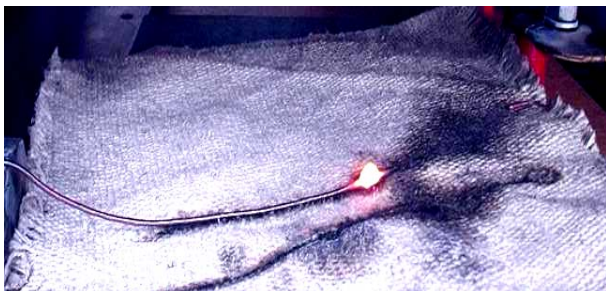


Рис. 3. Внешний вид остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне одного "горячего" (высокотемпературной зоны ВЭП шириной $\Delta z_{nc}=7$ мм посередине проводника) и одного крайнего "холодного" (шириной $\Delta z_{nxc}=156,5$ мм) продольных участков оцинкованного стального проводника ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) после протекания по нему аperiodического импульса тока $i_0(t)$ временной формы 9 мс/576 мс большой плотности ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²; $n=1$; второй правый крайний "холодный" участок подвергся частичной сублимации)

На рис. 4 представлены результаты уже другого электротеплового воздействия протекающего по исследуемому оцинкованному стальному проводнику ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) того же мощного унipoлярного импульса тока отрицательной полярности временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/576 мс ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²), формируемого в разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-5С. Видно, что в данном случае вдоль проводника (для его покрытия $n_{e0}=2$ $N_0=13,08 \cdot 10^{28}$ м⁻³ [2]) размещаются уже три ВЭП и соответственно три "горячих" продольных сферообразных участка ($n=3$). При этом их ширина Δz_{nc} оказывается также равной около $\Delta z_{nc}=7$ мм, что указывает на работоспособность формулы (7).



Рис. 4. Опытное распределение вдоль оцинкованного стального проводника ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне трех "горячих" (высокотемпературных зон ВЭП проводника шириной $\Delta z_{nc}=7$ мм) и трех "холодных" (одного крайнего шириной $\Delta z_{nxc}=50$ мм и двух внутренних шириной $\Delta z_{nxc}=100$ мм) продольных участков после протекания по нему импульса аксиального тока $i_0(t)$ временной формы 9 мс/576 мс большой плотности ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²; $n=3$; второй левый крайний "холодный" продольный участок проводника подвергся полной сублимации)

Число "холодных" продольных участков в данном проводнике при этом составляет уже четыре ($n+1$), левый крайний из которых подвергся полной сублимации. Причем, оба крайних "холодных" продольных участка на рис. 4, прилегающих к болтовым соединениям жесткого закрепления стального проводника в разрядной цепи генератора ГИТ-5С, имеют опытную длину (ширину), равную около $\Delta z_{nxc}=50$ мм

(при их расчетной ширине (длине) по (9) в 50,5 мм). При этом два его внутренних "холодных" продольных участка, размещенных между соседними "горячими" участками длиной $\Delta z_{nc}=7$ мм исследуемого проводника, характеризуются опытной длиной $\Delta z_{nxc}=100$ мм (при их расчетной ширине по (10) для $n=3$ в 101 мм).

На рис. 5 приведены опытные результаты очередного электротеплового воздействия на исследуемый оцинкованный стальной проводник ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) принятого унipoлярного импульса аксиального тока временной формы $t_m/\tau_p=9$ мс/576 мс большой плотности ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²; $U_{3Г}=-3,7$ кВ; $W_I=310$ кДж).

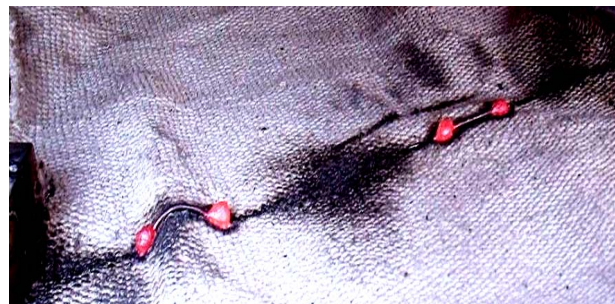


Рис. 5. Внешний вид остывающих на воздухе и теплозащитном асбестовом полотне макроскопически четырех "горячих" (высокотемпературных зон ВЭП проводника шириной $\Delta z_{nc}=7$ мм) и двух внутренних "холодных" (шириной $\Delta z_{nxc}=26,9$ мм) продольных участков электротермически разрушенного оцинкованного стального проводника ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²), по которому протекал аperiodический импульсный аксиальный ток $i_0(t)$ временной формы 9 мс/576 мс большой плотности ($I_{0m}=-745$ А; $|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²; $n=9$; остальные пять "горячих" и восемь "холодных" продольных участков исследуемого проводника подверглись полной сублимации)

На рис. 5 видны четыре "горячих" (опытной шириной $\Delta z_{nc}=7$ мм при их расчетной по (7) ширине в 5,7 мм) и два внутренних "холодных" (опытной шириной $\Delta z_{nxc}=26,9$ мм при их расчетной по (10) ширине для $n=9$ в 29,9 мм) продольных участка стального проводника. Отметим, что в последнем опытном случае пять "горячих", два крайних и шесть внутренних "холодных" продольных участка рассматриваемого проводника подверглись при зафиксированном экспериментальном значении плотности ($|\delta_{0m}|=I_{0m}/S_0=0,37$ кА/мм²) импульсного тока $i_0(t)$ в нем полной сублимации.

Из приведенных на рис. 3-5 экспериментальных результатов продольного волнового распределения ВЭП и соответствующих им "горячих" и "холодных" продольных участков в выбранном нами для опытных исследований круглом цилиндрическом оцинкованном стальном проводнике следует, что они хорошо согласуются с выполненными по (7), (9) и (10) расчетными оценками геометрических параметров (ширин Δz_{nc} , Δz_{nxc} и Δz_{nxc}) указанных участков, а также с расчетными результатами по (4) и (5) продольных координат размещения середин "горячих" продольных участков вдоль исследуемого проводника. Выявленное в ходе проведенных в условиях высоковольтной лаборатории на мощном сильноточном электрофизическом оборудовании высокотемпературных экспериментов отличие опытных ширин для двух

крайних $\Delta z_{\text{нхк}}$ и двух внутренних $\Delta z_{\text{нхв}}$ "холодных" продольных участков исследуемого оцинкованного стального проводника ровно в два раза (см. рис. 4), а также наличие нечетного количества "горячих" продольных участков шириной $\Delta z_{\text{не}}$ вдоль опытного оцинкованного стального проводника с импульсным током большой плотности (см. рис. 3-5) может достоверно свидетельствовать о присутствии (существовании) в его гомогенной металлической микроструктуре не электронных волн де Бройля, а именно дебройлевских электронных полуволен длиной $\lambda_{\text{ен}}/2$.

ВЫВОДЫ

1. Выполненные в последние годы в НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" на мощном высоковольтном генераторе импульсных токов эксперименты, связанные с воздействием на проводящую макроструктуру круглого оцинкованного стального проводника ($r_0=0,8$ мм; $l_0=320$ мм; $\Delta_0=5$ мкм; $S_0=2,01$ мм²) аперического импульса аксиального тока временной формы 9 мс/576 мс большой усредненной плотности тока ($|\delta_{0m}|=0,37$ кА/мм²), с учетом представленных здесь новых результатов приближенного квантовомеханического расчета продольного волнового распределения в данном проводнике дрейфующих свободных электронов позволили однозначно установить важный для фундаментальных основ теории электричества и ее прикладных приложений в области сильноточной электроники, электротехники, промышленной электроэнергетики, техники и электрофизики высоких напряжений и больших импульсных токов тот один интересный электрофизический факт, что в твердых изотропных металлических проводниках с электрическим аксиальным током различных видов и АВП распространяются квантованные продольные электронные полуволны де Бройля, заполняющие всю их внутреннюю кристаллическую микроструктуру.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.: Наука, 1976. – 616 с.
2. Кузьмичев В.Е. Законы и формулы физики / Отв. ред. В.К. Тартаковский. – Киев: Наукова думка, 1989. – 864 с.
3. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники. Том 1 / Под ред. Б.Х. Кривицкого, В.Н. Дулина. – М.: Энергия, 1977. – 504 с.
4. Баранов М.И. Волновое распределение свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Электротехника. – 2005. – №7. – С. 25-33.
5. Баранов М.И. Новые физические подходы и механизмы при изучении процессов формирования и распределения электрического тока проводимости в проводнике // Технічна електродинаміка. – 2007. – №1. – С. 13-19.
6. Баранов М.И. Волновой электронный пакет проводника с электрическим током проводимости // Электротехніка і електромеханіка. – 2006. – №3. – С. 49-53.

7. Баранов М.И. Основные характеристики вероятностного распределения свободных электронов в проводнике с электрическим током проводимости // Технічна електродинаміка. – 2008. – №1. – С. 8-12.
8. Баранов М.И. Эвристическое определение максимального числа электронных полуволен де Бройля в металлическом проводнике с электрическим током проводимости // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – №6. – С. 59-62.
9. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
10. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натурных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – №3. – С. 81-85.
11. Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник / Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева; Под ред. Н.И. Белоруссова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 536 с.

REFERENCES: 1. Tamm I.E. *Osnovy teorii jelektrichestva*. Moscow, Nauka Publ., 1976. 616 p. 2. Kuz'michev V.E. *Zakony i formuly fiziki*. Kiev, Naukova dumka Publ., 1989. 864 p. 3. *Spravochnik po teoreticheskim osnovam radiojelektroniki*. Vol.1. Pod red. B.H. Krivickogo, V.N. Dulina. Moscow, Jenergiya Publ., 1977. 504 p. 4. Baranov M.I. Volnovoe raspredelenie svobodnyh jelektronov v provodnike s jelektricheskim tokom provodimosti. *Elektrotehnika*, 2005, no.7, pp. 25-33. 5. Baranov M.I. Novye fizicheskie podhody i mehanizmy pri izuchenii processov formirovaniya i raspredeleniya jelektricheskogo toka provodimosti v provodnike. *Technical electrodynamics*, 2007, no.1, pp. 13-19. 6. Baranov M.I. Wave electronic package of a conductor with electric conduction current. *Electrical engineering & electromechanics*, 2006, no.3, pp. 49-53. 7. Baranov M.I. Basic descriptions of probabilistic distribution of free electrons in a conductor with an electric conduction current. *Technical electrodynamics*, 2008, no.1, pp. 8-12. 8. Baranov M.I. Heuristic determination of the maximum number of de Broglie electronic half-waves in a metallic conductor with conduction current. *Electrical engineering & electromechanics*, 2007, no.6, pp. 59-62. 9. Kuhlning H. *Spravochnik po fizike*. Per. s nem. Moscow, Mir Publ., 1982. 520 p. 10. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. and others. Generator toka iskusstvennoi molnii dlya naturnykh ispytaniy tekhnicheskikh ob'ektov. *Pribory i tekhnika eksperimenta*, 2008, no.3, pp. 81-85. 11. Belorussov N.I., Saakjan A.E., Jakovleva A.I. Pod red. N.I. Belorussova. *Elektricheskie kabeli, provoda i shnury: Spravochnik*. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1988. 536 p.

Поступила (received) 01.11.2013

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.,
НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ",
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел/phone +38 057 7076841, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

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

Theoretical and experimental results of research into explanation of de Broglie half-wave existence in the microstructure of an active metallic conductor.

The paper presents theoretical and experimental results of research on longitudinal wave distribution of drifting free electrons in a round metallic conductor with high-density pulse axial current. The data directly indicate existence of electron de Broglie half-waves in the conductor microstructure.

Key words – metallic conductor, electric current, drifting free electrons, electron de Broglie half-waves.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ РАЗМАГНИЧИВАНИЯ ТОРЦОВ ТРУБ ПРИ РЕМОНТАХ МАГИСТРАЛЬНЫХ ТРУБОПРОВОДОВ

Експериментально досліджено ефективність методів розмагнічування торців труб для виключення "магнітного дуги" при зварювальних ремонтних роботах на магістральних трубопроводах. Встановлено, що різнополярне статичне розмагнічування і динамічне розмагнічування зі зміщенням дозволяють забезпечити допустимий рівень магнітної індукції труб на торцях і стійкість їх магнітного стану, що дає можливість скоротити час ремонту за рахунок виконання розмагнічування паралельно з іншими технологічними операціями.

Экспериментально исследована эффективность методов размагничивания торцов труб для исключения "магнитного дуги" при сварочных ремонтных работах на магистральных трубопроводах. Установлено, что разнополярное статическое размагничивание и динамическое размагничивание со смещением позволяют обеспечить допустимый уровень магнитной индукции труб на торцах и устойчивость их магнитного состояния, что дает возможность сократить время ремонта за счет выполнения размагничивания параллельно с другими технологическими операциями.

ВВЕДЕНИЕ

Известные технологии демагнетизации труб при ремонтных работах на магистральных трубопроводах с применением электросварки на постоянном токе основаны либо на размагничивании сварочных стыков во время электросварки, либо на импульсном или динамическом размагничивании сварочных стыков перед электросваркой [7]. Эти технологии позволяют достичь положительного результата, заключающегося в повышении качества сварного шва вследствие исключения магнитного дуги, вызванного наличием магнитного поля в сварочном стыке. Однако практическая реализация известных технологий демагнетизации труб удлинит срок выполнения ремонта, поскольку требуется дополнительное время, в том числе, на проведение подготовительных работ (монтаж, настройку и демонтаж размагничивающего оборудования) на состыкованных для сварки трубах.

Разработанная с участием автора технология комплексной демагнетизации труб [1] позволяет сократить длительность процесса демагнетизации труб перед сваркой с нескольких часов до 10-15 минут на каждом стыке. Технология, заключающаяся в последовательном использовании методов статического размагничивания и компенсации магнитного поля в сварочном стыке, внедрена в Филиале "Приднепровские магистральные нефтепроводы" ОАО "Укртранснефть". Однако актуальной остается задача разработки технологии демагнетизации труб, которая позволяла бы производить электросварочные работы без потери времени на демагнетизацию и, таким образом, исключить дополнительное время простоя трубопровода. Реализация такой технологии возможна, если демагнетизация осуществляется в промежутке времени от выемки дефектного участка трубы до начала установки нового, длительность которого превышает время, необходимое для демагнетизации, параллельно с другими технологическими операциями. При этом должны размагничиваться торцы труб, которые впоследствии будут состыкованы для электросварки. Однако для успешной реализации такой технологии демагнетизации требует решения задачи обеспечения эффективного и устойчивого размагничивания торцов труб, позволяющего длительно сохранить их размагниченное состояние вплоть до момента электросварки. Решению этой задачи посвящена настоящая статья.

ВЫБОР МЕТОДОВ РАЗМАГНИЧИВАНИЯ

Как показано в [1], наиболее эффективными методами локальной демагнетизации состыкованных для сварки труб являются статическое и динамическое размагничивание при помощи накладываемой в зоне стыка электрической обмотки. В отличие от размагничивания труб, состыкованных для сварки, где положение обмотки относительно стыка не оказывает существенного влияния на эффективность демагнетизации, при размагничивании торцов труб оно может оказаться важным в связи с влиянием на магнитное сопротивление магнитной цепи размагничивающего фактора. Определение оптимального положения размагничивающей обмотки относительно торца трубы было одной из задач представленных исследований.

По результатам многочисленных измерений установлено, что фактический уровень магнитной индукции на торцах труб, прошедших магнитную дефектоскопию, составляет $15 \div 25$ мТл, а после стыковки под сварку индукция в сварочном зазоре увеличивается в $3 \div 5$ раз и достигает уровня $50 \div 120$ мТл [2]. Учитывая, что допустимая магнитная индукция в сварочном зазоре, при которой возможна качественная сварка, составляет $6 \div 8$ мТл, эффективность снижения намагниченности должна быть на уровне $15 \div 20$ раз, а индукция на торцах труб после размагничивания – не более $1,5 \div 2$ мТл. Как показывает практика демагнетизации трубопроводов, это достаточно высокая эффективность размагничивания и низкий уровень индукции на торце трубы.

Анализ различных методов демагнетизации [9] показал, что наиболее приемлемым методом для торцов труб является доменное размагничивание (динамическое и статическое) с помощью сосредоточенной обмотки соленоидного типа. При этом положение обмотки может оказаться значимым в связи с его влиянием на магнитное сопротивление магнитной цепи размагничивания. Учитывая, что это сопротивление вблизи торца трубы больше, чем у трубы со сварочным зазором, намагничивающая сила обмотки для создания размагничивающего поля вблизи торца предположительно также должна быть больше.

Динамическое размагничивание принципиально представляет наиболее эффективный метод при усло-

вии отсутствия магнитного поля внешних источников. К сожалению, это условие в нашем случае не выполняется из-за действия в зоне размагничивания магнитного поля дальних участков намагниченной трубы, которые не могут быть размагничены сосредоточенной обмоткой, и в результате всегда остается некоторая неснижаемая намагниченность в направлении исходной. Чтобы получить обратную намагниченность, следует в зоне размагничивания создать постоянное магнитное поле смещения, противоположное исходному, такой величины, которая обеспечивает нулевую (или допустимую) индукцию на торце трубы. Это оптимальное магнитное поле смещения относительно легко может быть определено экспериментально, например, методом последовательных приближений или аналитически на планиметрической модели [4].

К недостаткам такого динамического размагничивания можно отнести необходимость создания дополнительного магнитного поля смещения, его регулировки, и довольно большую длительность процесса размагничивания с учетом определения оптимального смещения.

Статическое размагничивание обладает высокими потребительскими свойствами и нереализованными возможностями, что следует из предыдущих исследований и опыта эксплуатации размагничивающего устройства типа РУ, в котором статическое размагничивание является основным режимом [1, 2, 5, 6].

И статическое, и динамическое размагничивание предполагают, что по их завершении размагничивающая обмотка будет демонтирована. То есть до выполнения сварки пройдет определенное время, в течение которого размагниченное состояние практически не должно измениться, а значит, должна быть обеспечена его хорошая устойчивость. Известно, что магнитное состояние ферромагнетика в значительной мере изменяется под воздействием механических напряжений [8]. А трубы в процессе монтажа неизбежно подвергаются разного рода механическим воздействиям, что может нарушить их размагниченное состояние.

Таким образом, основными характеристиками техпроцесса размагничивания являются его эффективность и устойчивость размагниченного состояния.

МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Эффективность размагничивания принято определять как отношение максимального значения продольной компоненты магнитной индукции в зазоре или на торце трубы до (B_{ma}) и после (B_{mp}) размагничивания, то есть:

$$\Xi = B_{ma} / B_{mp} . \quad (1)$$

Устойчивость, или скорее неустойчивость размагниченного состояния может быть определена по методике, изложенной в [3], как отношение изменения размагниченного состояния ΔB_σ от действия периодических упругих напряжений к исходной магнитной индукции B_{ma} .

Там же показано, что с увеличением количества перемагничивающих разнополярных импульсов виброустойчивость размагниченного состояния изделия повышается.

Исследования проводились на лабораторном стенде, изображенном на рис. 1.

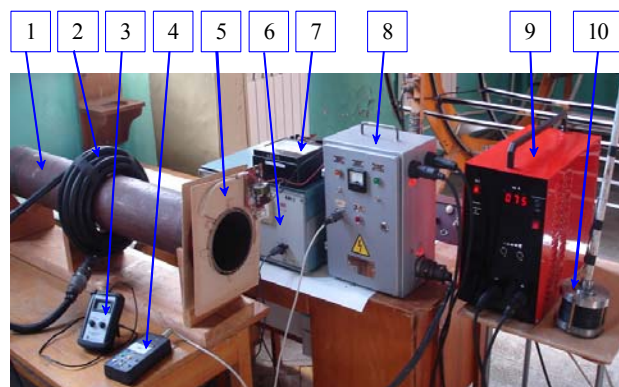


Рис. 1

Состав стенда:

- отрезок стальной трубы (1);
- размагничивающее устройство типа РУ-Э (8) с обмоткой размагничивания (2) и пультом дистанционного управления (4);
- обмотка смещения (5);
- источник постоянного тока Б5-21 (6);
- ампервольтметр М2018 (7);
- источник питания размагничивающего устройства АВС-315М (9);
- магнитометр DC Gaussmeter Model 1, AlphaLab Inc (3);
- внутритрубное намагничивающее устройство (10).

Параметры трубы, на которой проводились исследования, следующие: наружный диаметр $D = 160$ мм; толщина стенки $\Delta = 7$ мм; длина $L = 1000$ мм.

Обмотка размагничивания (ОР) представляет собой соленоид из 11 витков кабеля типа КНР $10 \times 2,5$ мм² и выполнена в виде катушки длиной $L_p = 80$ мм. Жилы в кабеле соединены последовательно, общее число витков $W_p = 110$. ОР подключается к размагничивающему устройству типа РУ-Э, которое питается от регулируемого источника постоянного тока (модернизированный инверторный сварочный выпрямитель типа АВС-315М). Максимальный ток $I_p = 75$ А ($IW = 8,25$ кА), регулировка тока производится в диапазоне $0 \div I_p$ с дискретностью 1 А.

Обмотка смещения (ОС) представляет собой катушку длиной 40 мм из провода типа ПЭВ-2 сечением 1,27 мм², общим количеством витков $W_{cm} = 300$. Питание ОС осуществляется от источника постоянного тока типа Б5-21.

Перед каждым экспериментом труба намагничивалась с помощью внутритрубного намагничивающего устройства (НУ), представляющего собой соленоид постоянного тока с намагничивающей силой 16 кА на ферромагнитном каркасе. Такая конструкция НУ выбрана для имитации магнитного поля дефектоскопического прибора, который применяется для диагностики технического состояния трубопроводов. Результаты намагничивания носят стабильный характер, то есть исходное поле трубы во всех экспериментах было одинаковое. Снимались распределения продольной компоненты магнитной индукции по окружности торца трубы в 8-ми точках, расположенных через 45° [5], до (B_a) и после (B_p) размагничивания.

Исходное распределение магнитной индукции приведено в табл. 1. Из таблицы выбрано максимальное значение $B_{ma} = 5,6$ мТл для определения эффективности по (1) и точка №3 со средним значением B_a , которая использовалась в качестве контрольной при последующих исследованиях.

Таблица 1

№ точки	1	2	3	4	5	6	7	8
B_a , мТл	5,3	5,6	5,25	5,3	5,05	5,1	5,25	5,2

Динамическое размагничивание производилось в магнитном поле смещения, создаваемом обмоткой ОС. Длительность импульсов тока в ОР и пауз между ними задавалась порядка 3с для гарантированного перемагничивания материала трубы, декремент затухания 1,1÷1,2.

Программа исследований предусматривала определение оптимальной намагничивающей силы ОС IW_{cm}^{opt} и оптимального положения ОР x_p^{opt} , обеспечивающих максимальную эффективность размагничивания.

Зависимости $B_p = f(IW_{cm})$ снимались при размещении ОС у торца трубы (рис. 2) и различных расстояниях до ОР ($x_p = 40 \div 240$ мм).

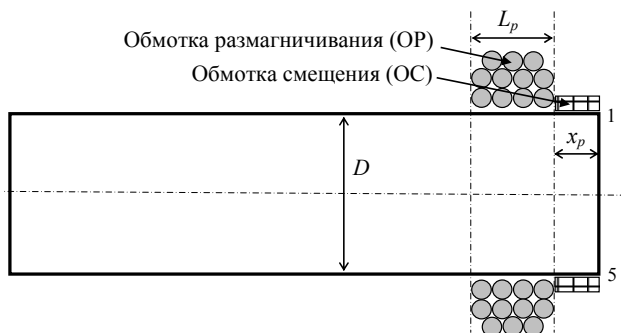


Рис. 2

После намагничивания трубы в ОС подавался постоянный ток I_{0cm} такой величины и направления, при котором достигалась компенсация остаточного магнитного поля в контрольной точке. Динамическое размагничивание производилось при намагничивающей силе ОС $IW_{cm} = (I_0W)_{cm}, 2(I_0W)_{cm}, 3(I_0W)_{cm} \dots$, последовательно до изменения знака остаточной индукции в контрольной точке.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ И ИХ АНАЛИЗ

Полученные в результате эксперимента зависимости остаточной индукции в контрольной точке от намагничивающей силы ОС приведены на рис. 3 для значений x_p : 1) $x_p = 40$ мм ($0,25D$); 2) $x_p = 160$ мм ($1D$); 3) $x_p = 240$ мм ($1,5D$). Зависимости практически линейны, поэтому при определенном опыте, можно существенно сократить количество промежуточных размагничиваний для определения IW_{cm}^{opt} .

Оптимальные величины намагничивающей силы ОС IW_{cm}^{opt} , которые соответствуют значениям в точках пересечения кривых с осью абсцисс, составляют соответственно 550 А, 575 А, 640 А. При этих значе-

ниях производилось окончательное размагничивание. Распределения магнитной индукции на торце трубы после размагничивания приведены на рис. 4 (кривые 1, 2, 3 соответствуют рис. 3).

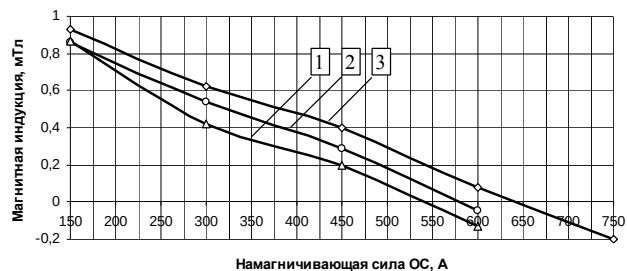


Рис. 3

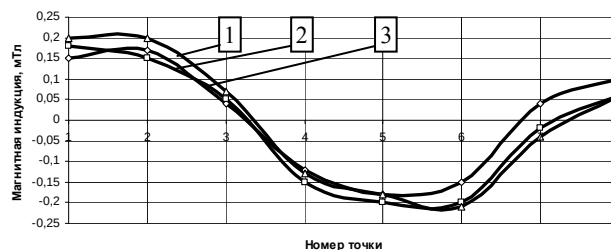


Рис. 4

Как видно, при размещении ОС у торца трубы результат размагничивания мало зависит от положения ОР в пределах $(0,25 \div 1,5)D$. С увеличением x_p лишь незначительно увеличивается величина оптимальной намагничивающей силы ОС. Для определения оптимального положения ОР производилось размагничивание при совместном перемещении по трубе ОР и ОС по методике, изложенной выше.

Зависимость оптимальной намагничивающей силы ОС от расстояния x_p представлена на рис. 5. Из рисунка следует, что наименьшая намагничивающая сила ОС требуется при расположении ОР на расстоянии $x_p = 1,5D$ от края трубы, которое в данном случае можно считать оптимальным. Распределение магнитной индукции на торце трубы после размагничивания с таким расположением обмоток практически совпадают с кривой 3 на рис. 4, однако при этом потребовалась почти вдвое меньшая намагничивающая сила ОС. Таким образом, лучшим вариантом расположения обмоток при динамическом размагничивании можно считать такой, при котором ОС размещается вплотную к ОР или поверх нее.

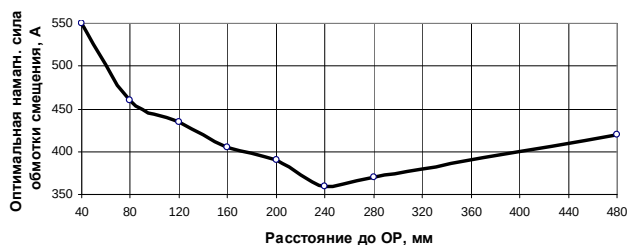


Рис. 5

Оптимальное расстояние до обмоток на реальных объектах может отличаться от полученного в эксперименте. Оно будет зависеть от ряда факторов, главные из которых – материал и геометрические параметры труб, технические характеристики размагни-

чивающего устройства. Но следует иметь в виду, что чем меньше коэрцитивная сила материала, тем больший участок нужно перемагничивать для создания необходимой встречной намагниченности. Кроме того, перемагничивание большего участка позволяет получить более устойчивое размагниченное состояние трубы. При ремонтах подземных трубопроводов величина x_p часто ограничена длиной участков, освобожденных от грунта, и обычно не превышает $1,5D$. Поэтому, исходя из результатов эксперимента, оптимальным расстоянием от торца трубы до ОР можно считать значения в диапазоне $(0,5 \div 1,5)D$.

Статическое размагничивание (2-шаговое и 3-шаговое) заключается в воздействии опрокидывающим импульсом (первый шаг), который перемагничивает участок трубы в направлении, противоположном исходному, разрушая его магнитную предысторию, а затем импульсом противоположной полярности такой величины, которая при 2-шаговом размагничивании обеспечивает нулевое значение магнитной индукции в выбранной точке на торце трубы, а при 3-шаговом размагничивании – переход через нулевое значение, с тем, чтобы затем стабилизирующим импульсом противоположной полярности привести магнитную индукцию на торце к нулевому значению.

При статическом размагничивании также нужно определить оптимальное расстояние x_p^{opt} до обмотки размагничивания, а именно такое, при котором после опрокидывающего импульса остаточная индукция с обратным знаком на торце трубы будет наибольшей. Этим обеспечивается лучшая стабилизация неравномерности намагниченности трубы и большая зона перемагничивания при заданной намагничивающей силе обмотки.

Для определения x_p^{opt} была подобрана величина опрокидывающего импульса ($IW_0 = 4620$ А), соответствующая релаксационной коэрцитивной силе (одношаговое размагничивание) при положении ОР у торца трубы ($x_p = 0$). Затем труба снова намагничивалась до исходного состояния (табл. 1), и при последовательном перемещении ОР от торца с шагом $x_p = 0,5D$ снималась зависимость $B_p = f(x_p)$ после подачи импульса IW_0 . Эта зависимость приведена на рис. 6 (в контрольной точке №3).

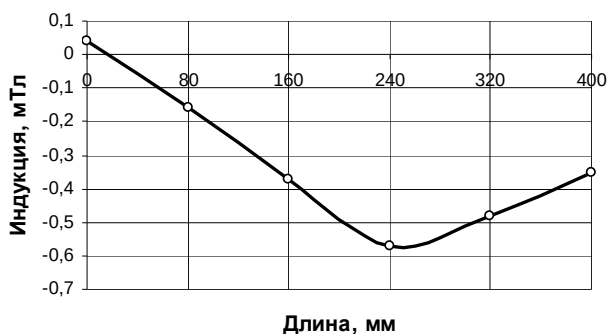


Рис. 6

Как видно, с удалением ОР от торца трубы его намагниченность, противоположная исходной, сначала растет, достигая максимума при расстоянии $x_p = 240$ мм, что составляет $1,5D$, которое можно считать оп-

тимальным. При этом положении ОР производилось 2-шаговое и 3-шаговое размагничивание. Распределения магнитной индукции на торце трубы после размагничивания приведены на рис. 7, на котором обозначено: 1 – после опрокидывающего импульса; 2 – после 2-импульсного размагничивания; 3, 4 – после размагничивающего и стабилизирующего импульсов при 3-импульсном размагничивании.

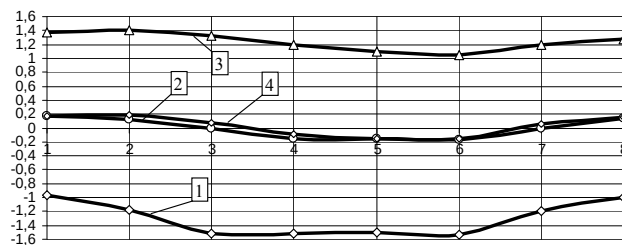


Рис. 7

Величина остаточной индукции после 2- и 3-импульсного размагничивания в эксперименте практически не отличается. Это закономерно, особенно с учетом невысокого уровня исходной намагниченности.

Достоинством разнополярного статического размагничивания является уменьшение влияния на его результат неоднородности исходной намагниченности и существенно меньшая по сравнению с динамическим размагничиванием длительность процесса. Основным недостатком заключается в необходимости расчета значения каждого последующего импульса с учетом величины остаточного магнитного поля, сформированного предшествующим импульсом. Устойчивость статически размагниченного состояния повышается с увеличением количества перемагничивающих импульсов. Следует отметить, что оптимальное положение ОР, определенное для статического размагничивания совпадает с полученным при динамическом размагничивании, что соответствует ожиданиям.

Распределения магнитной индукции по окружности торца трубы после динамического размагничивания (ДР), 2-шагового и 3-шагового статического размагничивания (СР2, СР3), при оптимальном расстоянии x_p^{opt} приведено в табл. 2. Из таблицы выбираем максимальные значения B_{mp} для определения эффективности размагничивания: $B_{mp} = 0,18$ мТл после ДР; $B_{mp} = 0,17$ мТл после С. Таким образом, эффективность размагничивания торцов труб по (1) каждым из рассмотренных методов составляет порядка 30.

Таблица 2

№ точки	1	2	3	4	5	6	7	8
B_p , мТл после ДР	0,15	0,17	0,04	-0,12	-0,18	-0,15	0,04	0,1
B_p , мТл после СР2	0,17	0,12	0	-0,16	-0,15	-0,17	0	0,13
B_p , мТл после СР3	0,17	0,17	0,07	-0,09	-0,15	-0,16	0,06	0,16

ВЫВОДЫ

1. Экспериментально подтверждена возможность создания технологии демагнетизации труб магистральных трубопроводов, которая обеспечит эффек-

тивное и устойчивое во времени размагничивание торцов труб до их стыковки под электросварку.

2. Обосновано, что для реализации технологии могут быть использованы методы разнополярного статического размагничивания, либо динамического размагничивания со смещением, позволяющие получить допустимый для качественной сварки и стабильный во времени уровень магнитной индукции в сварочном зазоре.

3. Показано, что динамическое размагничивание со смещением сложнее в реализации и требует большего времени, однако полученное магнитное состояние трубы наиболее устойчиво к механическим воздействиям. Статическое размагничивание проще в реализации, устойчивость размагниченного состояния повышается с увеличением количества разнополярных перемагничивающих импульсов.

4. Реализация предложенной технологии демуagnetизации труб магистральных трубопроводов позволит исключить дополнительную потерю времени на размагничивание перед электросварочными работами за счет его выполнения параллельно с другими технологическими операциями и обеспечить этим сокращение общего времени ремонта трубопроводов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Мамин Г.И. Комплексная демуagnetизация труб при электродуговой сварке // *Технічна електродинаміка*. – 2012. – №4. – С. 19-24.
2. Волохов С.А. Электромагнитная обработка труб на магистральных трубопроводах для высококачественной сварки // *Технічна електродинаміка*. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2002. – Ч.2. – С. 92-95.
3. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Деркач В.В. Устойчивость статически размагниченных состояний ферромагнитной конструкции // *Технічна електродинаміка*. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2010. – Ч.2. – С. 9-12.
4. Волохов С.А. Оценка магнитного состояния ферромагнитной конструкции методом фазовых диаграмм // *Технічна електродинаміка*. – 2005. – №2. – С. 12-17.
5. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Безлюдько Г.Я., Власюк Ф.С., Мамин Г.И. Технология размагничивания труб большого диаметра магистральных трубопроводов // *Сварщик*. – 1998. – №2. – С. 5-6.
6. Волохов С.А., Добродеев П.Н., Мамин Г.И. Опыт размагничивания труб на магистральных трубопроводах с использованием новейшей технологии // *Сварщик*. – 2000. – №5. – С. 12-14.
7. Корольков П.М. Методы размагничивания стыков труб для сварки при ремонте и монтаже магистральных трубопроводов // *Ремонт, восстановление, модернизация*. – 2005. – №12. – С. 45-49.
8. Рейнбот Г. Магнитные материалы и их применение. – Л.: Энергия, 1974.
9. Розов В.Ю., Пилюгина О.Ю., Лупиков В.С., Добродеев П.Н., Гетьман А.В., Волохов С.А. Введение в демуagnetизацию технических объектов // *Електротехніка і електромеханіка*. – 2006. – №4. – С. 55-59.

REFERENCES: 1. Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N., Mamin G.I. Integrated demagnetization of pipes at arc welding. *Technical electrody-namics*, 2012, no.4, pp. 19-24. 2. Volokhov S.A. Electromagnetic processing of pipes on the main pipelines for high quality welding. *Technical electrody-namics. Special Issue "Problems of modern electrical engineering"*, 2002, Part 2, pp. 92-95. 3. Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N., Derkach V.V. Stability of statically demagnetized states of the ferromagnetic structure. *Technical electrody-namics. Special Issue "Problems of modern electrical engineering"*, 2010, Part 2, pp. 9-12. 4. Volokhov S.A. Evaluation of the magnetic state of ferromagnetic structure using the phase diagrams method. *Technical electrody-namics*, 2005, no.2, pp. 12-17. 5. Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N., Bezlyudko G.Y., Vlasjuk F.S., Mamin G.I. Technology of demagnetization of large diameter pipes on main pipelines. *Svarshchik*, 1998, no.2, pp. 5-6. 6. Volokhov S.A., Dobrodeyev P.N., Mamin G.I. Experience of demagnetization of pipes on main pipelines using the newest technology. *Svarshchik*, 2000, no.5, pp. 12-14. 7. Korolkov P.M. Methods of demagnetization of pipe joints for welding in the repair and installation of pipelines. *Remont, vosstanovlenie, modernizatsiya*, 2005, no.12, pp. 45-49. 8. Reinboth H. *Magnetic materials and their use*. Leningrad, Energiya Publ., 1974. 9. Rozov V.Y., Pyliugina O.Y., Lupikov V.S., Dobrodeyev P.N., Getman A.V., Volokhov S.A. Introduction to demagnetization of technical objects. *Electrical engineering & electromechanics*, 2006, no.4, pp. 55-59.

Поступила (received) 14.11.2013

Добродеев Павел Николаевич, к.т.н.,

Государственное учреждение "Институт технических проблем магнетизма НАН Украины"

61106, Харьков, ул. Индустриальная, 19, а/я 72,

tel/phone +38 0572 992162, e-mail: office.ntcmto@nas.gov.ua

P.N. Dobrodeyev

State Institution "Institute of Technical Problems of Magnetism of the National Academy of Sciences of Ukraine"

19, Industrialna Str., PO box 72, Kharkiv, 61106, Ukraine

Research into methods of pipe end demagnetization under main pipeline repair.

Efficiency of pipe end demagnetization methods is experimentally investigated to avoid arc magnetism at repair welding jobs on main pipelines. It is found that multi-polar biased static and dynamic demagnetization provides an acceptable level of magnetic flux density on pipe ends and stability of their magnetic state, which allows shortening repair time by means of executing demagnetization in parallel with other operation procedures.

Key words – main pipelines, arc welding, demagnetization, efficiency, stability.

ЗАКОН ЕЛЕКТРОМАГНІТНОЇ СИЛИ

Розглянуті особливості розрахунків сил Лоренца, Ампера, взаємодії паралельних струмів та моменту електричних машин. Вони мають винятки у застосуванні і є правилами, що випливають із закону електромагнітної сили, як похідної по координаті від енергії робочого магнітного потоку. Запропонований додток до напрямку дії електромагнітної сили. Розглянуті вимоги до проектування явнопольної електричної машини.

Рассмотрены особенности расчетов сил Лоренца, Ампера, взаимодействия параллельных токов и момента электрических машин. Они имеют исключения при применении и являются правилами, которые вытекают из закона электромагнитной силы, как производной по координате от энергии рабочего магнитного потока. Предложено дополнение к направлению действия электромагнитной силы. Рассмотрены требования к проектированию явнополюсной электрической машины.

1. ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Для всіх електромагнітних систем завжди виправдовується відомий закон, згідно якому електромагнітна сила дорівнює похідній від повної енергії магнітного поля по координаті

$$F = -(\partial W_M / \partial g), \quad (1)$$

де W_M – енергія магнітного поля; g – координата.

Формула (1) – це єдина причина виникнення електромагнітної сили і вона є законом не лише для електротехніки, але й для будь-яких систем з власними методами накопичення енергії, включаючи пневматичні, механічні чи хімічні.

Миттєва потужність p_L , яка надходить у індуктивність L без втраг, пов'язана з процесом зростання чи зменшення енергії магнітного поля W_L і дорівнює добутку миттєвої напруги u_L та струму i :

$$p_L = u_L i = Li \frac{di}{dt}.$$

Накопичена енергія магнітного поля дорівнює

$$W_L = \int_0^t p_L dt = \int_0^t Li \cdot di = \frac{Li^2}{2} = \frac{\Psi^2}{2L}, \quad (2)$$

де Ψ – потокозчеплення.

Таким чином, електромагнітна енергія в електромагнітній системі залежить від величини магнітного поля (електричні поля не розглядаються).

Тому, для підкреслення точної основи фізичного виникнення сили, формули для її розрахунку бажано було б пов'язувати з величиною магнітного поля якщо не прямим введенням магнітної індукції чи магнітного потоку у формули, то хоча б у вигляді пояснення.

Цього у фаховій літературі явно бракує. При наявності феромагнітного магнітопроводу принципова нелінійність феромагнетиків та їх гістерезис не допускають використовувати прямі пропорційні співвідношення. Численні формули для розрахунку електромагнітної сили часто наводяться без посилання на закон (1) і на додаток охоплюють ряд взаємопов'язаних фізичних величин без прямого урахування магнітної індукції та магнітного поля. В результаті стає незрозумілою фізична сутність виникнення сили, що з чим взаємодіє: "струм зі струмом?", "магнітна індукція з магнітною індукцією?", "магнітна індукція з напруженістю магнітного поля?" Назва (за традицією) законами частки з цих формул лише погіршує становище.

Прикладом у цьому відношенні є твердження: "Згідно закону Ампера $F = BLI$ сила – це результат взаємодії провідника зі струмом і магнітним полем" [11, с. 131].

Правильне по своїй суті традиційне твердження, що сила Лоренца не виконує роботу, а лише змінює напрям руху зарядженої частинки [4, с. 373; 12, с. 241] без відповідних пояснень стає мало не фізичним чудом: "чи не суперечить закону фізики твердження, що сила, яка прикладена до матеріальної частинки і внаслідок цього змінює її траєкторію, не виконує роботу?", "навіщо тоді космонавти витрачають паливо на зміну траєкторії ракети?", "чому на основі сили Ампера (яка все ж виконує роботу) отримується сила Лоренца [6, с. 152] та навпаки – на основі сили Лоренца отримується сила Ампера [4, с. 372]?"

В фаховій літературі також недостатньо уваги приділено питанню зв'язку формул по розрахунку сили із законом (1) і особливостями їх застосування при використанні феромагнітних магнітопроводів.

Процес визначення електромагнітної сили складається з двох частин:

1. Розрахунку величини сили.

2. Визначення напрямку дії сили за правилом лівої руки чи по введеному Фарадеєм поняттю пружності магнітних силових ліній (трубок одиничного магнітного потоку), що мають властивості натягнутих пружних елементів: вздовж магнітних силових ліній вони намагаються скоротитись за рахунок зменшення їх довжини та спрямування викривлень, а у поперечному напрямку – відштовхнутись [11, с. 29].

Деяке "протиріччя" між вказаними двома частинами процесу визначення електромагнітної сили полягає у тому, що фізичне тлумачення напрямку дії сили ґрунтується на поясненні взаємодії пружних магнітних силових ліній, а розрахунок сили виконується за множиною формул, у які входить ряд взаємопов'язаних величин – магнітний потік, магнітна індукція, струм, напруженість магнітного поля.

2. АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ ТА ПУБЛІКАЦІЙ

В електромагнітних системах електромагнітну силу звичайно розраховують не за виразом (1), а по ряду наведених нижче формул (перелічені не всі формули), зручних для використання на практиці:

$F_L = qvB \sin \alpha$ – сила Лоренца, яка діє на частинку із зарядом q , що рухається зі швидкістю v в однорідному магнітному полі з магнітною індукцією B (ми розглядаємо взаємодію заряду лише з магнітним полем), де $B = \mu_0 H$ – модуль магнітної індукції; μ_0 – абсолютна магнітна проникність вакууму; H – напруженість магнітного поля; v – модуль швидкості руху

частинки з позитивним зарядом q ; α – кут між векторами магнітної індукції та вектором швидкості руху частинки із зарядом q ;

$F_A = BL_{II}I \sin \alpha$ – сила Ампера, яка діє на провідник довжиною L_{II} зі струмом I в однорідному магнітному полі з магнітною індукцією B , де α – кут між векторами магнітної індукції та напрямком струму;

$F_{II} = \mu' L_{II} I_1 I_2 / (2\pi d)$ – сила взаємодії паралельних струмів (тут $\mu' = \mu \mu_0$ – абсолютна магнітна проникність середовища; μ – відносна магнітна проникність середовища; I_1, I_2 – струми провідників; d – відстань між провідниками);

$F_{EM} = 0,5 B_{II} H_{II} = 0,5 B_{II}^2 / \mu_0$ – формула Максвелла для визначення сили (сила магнітного тяжіння трубки потоку), що діє на одиницю феромагнітної поверхні з магнітною індукцією у повітряному проміжку B_{II} та напруженістю магнітного поля H_{II} [2, с. 13, 11, с. 97];

$T_{II} = \mu_0 (H_{II} \mathbf{H} - 0,5 n H_{II}^2)$ – тензор магнітного тяжіння трубок потоку, через який визначають електромагнітну силу, де $\mathbf{H}$ – вектор напруженості магнітного поля; H_{II} – складова вектора $\mathbf{H}$ у напрямку орта $\mathbf{n}$ [7, с. 89];

$M_1 = c_M \Phi_{11} I$ – електромагнітний момент машини постійного струму (тут c_M – стала величина, Φ_{11} – робочий магнітний потік головних полюсів, I – струм якоря), що отримується на основі сили Ампера $F_A = BL_{II}I \sin \alpha$;

$M_E = 0,5 t M (i_\beta^s \cdot i_\alpha^r - i_\alpha^s \cdot i_\beta^r)$ – електромагнітний момент машини змінного струму, де t – кількість фаз; M – взаємна індуктивність; $i_\beta^s, i_\alpha^r, i_\alpha^s, i_\beta^r$ – проекції струмів обмоток статора s та ротора r по осях α та β [7, с. 91].

3. ФОРМУЛЮВАННЯ ЦІЛЕЙ СТАТТІ

Метою статті є розгляд на макроскопічному рівні особливостей застосування закону фізики (1) по визначенню сили в електротехнічних пристроях.

У фаховій літературі всі численні формули по розрахунку електромагнітної сили звичайно розглядаються розрізнено і не об'єднані єдиним тлумаченням – впливом на силу закону накопичення енергії магнітного поля згідно формули (1). Наприклад, у деяких сучасних фахових виданнях:

- "силу Ампера" $F_A = BL_{II}I \sin \alpha$, яка впливає із "сили Лоренца", звуть за традицією "законом Ампера" [1, с. 112; 2, с. 13; 4, с. 368-369; 6, с. 146; 7, с. 89; 11, с. 131; 12, с. 237];

- "силу взаємодії паралельних струмів" $F_{II} = \mu' L_{II} I_1 I_2 / (2\pi d)$ звуть "законом взаємодії струмів" [12, с. 238].

При цьому не згадуються випадки неможливості застосування формули "сили Ампера" F_A (а, отже, неможливості застосування пов'язаної з нею формули "сили Лоренца" F_L), а також "сили взаємодії паралельних струмів" F_{II} у електромагнітних системах з феромагнетиками. І це в той час, коли закон (1) діє завжди, а сили (F_A, F_L, F_{II}) прямо впливають із закону (1).

Можливість заміни в наведених формулах магнітної індукції на напруженість магнітного поля дезорієнтує не лише стосовно фізики явища, але й стосовно проектування електричних машин. Приклад для машини постійного струму: чи не можна замінити в відомій формулі електромагнітного моменту $M_I = c_M \Phi_{11} I$ струм якоря I на робочий магнітний потік реакції якоря Φ_{21} (який в усій фаховій літературі розглядається лише з точки зору негативного впливу на комутацію) та уточ-

нити розрахунок магнітної системи з метою збільшення моменту $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$ та поліпшення показників використання електротехнічних матеріалів?

4. ВИКЛАД ОСНОВНОГО МАТЕРІАЛУ

4.1. Загальне. Аналіз закону електромагнітної сили розглянемо на базі машин постійного струму, які є зручними та наочними пристроями.

Тому що деякі з наведених формул для розрахунку електромагнітної сили звуться "силами" чи "правилами", але до них також застосовується й назва "закони", то далі, щоб не підтримувати цю незручність у термінології, будемо вважати, що "закон" повинен виконуватись завжди і у будь-яких пристроях, а "сила" та "правило" у вигляді зручних формул для розрахунку електромагнітної сили можуть мати винятки при конкретному застосуванні і можуть у деяких випадках не підтверджуватись експериментами.

4.2. Розглядаємо закон електромагнітної сили для електромагнітної системи.

4.2.1. Розрахунок величини електромагнітної сили. При розрахунку сили електромагнітна система (вона складається з окремих елементів у вигляді котушок з незмінним струмом та феромагнітних тіл як з котушками зі струмом так і без котушок) знаходиться у незмінному "замороженому" стані, бо зміна положення елементів у просторі чи струмів у котушках може змінити величину та напрямки сили. Частка елементів системи є нерухомою (зветься індуктором), а інша частка є рухомою (зветься якорем). Теоретично в електромагнітній системі можуть бути кілька індукторів та кілька якорів. Але між одним конкретним рухомих якорем та всією іншою часткою системи створюється лише одне результуюче "заморожене" робоче магнітне поле, фізична природа виникнення якого не має значення.

Конкретні пристрої електромагнітної системи мають повітряний проміжок між індуктором і якорем і їх можна розділити на дві групи:

1. При постійній величині намагнічуючої сили лінійне переміщення якоря чи його обертання на деякий кут спрямоване на зміну величини еквівалентного повітряного проміжку, внаслідок чого змінюється робочий магнітний потік та накопичена електромагнітна енергія.

2. Обертання якоря відбувається при постійній величині повітряного проміжку і спрямоване на зміну результуючої намагнічуючої сили, внаслідок чого змінюється робочий магнітний потік та накопичена електромагнітна енергія. В подібній системі діє електромагнітний момент, а сили тяжіння між індуктором та якорем урівноважені симетричністю якоря.

В таких умовах фізичний закон по створенню сили (1) можна розглядати і у більш практичному та конкретному сенсі: "Електромагнітна сила чи електромагнітний момент дорівнює похідній по координаті від електромагнітної енергії результуючого робочого магнітного поля індуктора та якоря електромагнітної системи"

$$F = -(\partial W_{PM} / \partial g), \quad (2)$$

де W_{PM} – енергія результуючого робочого магнітного поля індуктора та якоря; g – координата.

З метою отримання чітких результатів аналізу ми будемо застосовувати умовний розділ єдиного магнітного поля електромагнітної системи на частки з використанням принципу суперпозиції по відношенню до магнітної індукції [6, с. 147].

Це є звичайною практикою у розрахунках електромагнітних систем, про яку далі не будемо згадувати. Будемо вважати, що у загальному випадку магнітні потоки індуктора $\Phi_1 = \Phi_{11} + \Phi_{12}$ та якоря $\Phi_2 = \Phi_{21} + \Phi_{22}$ складаються з робочих магнітних потоків Φ_{11} та Φ_{21} (вони взаємодіють між собою і утворюють єдиний робочий магнітний потік Φ_{01}) та магнітних полів розсіяння Φ_{12} та Φ_{22} .

Також потрібно урахувати, що в реальній електромагнітній системі якор при зміні повітряного проміжку може мати механічні обмеження у переміщенні (реле, електромагніти), або якор з постійним повітряним проміжком та обертанням може мати примусову зміну струмів у котушках (електричні машини).

4.2.2. Напрямок дії електромагнітної сили. На додаток до введених Фарадеєм сил тяжіння пружних магнітних силових ліній у закон електромагнітної сили введемо наступне твердження, яке випливає з даних практики застосування електромагнітних систем: "При відсутності обмежень у русі та відсутності змін електричних струмів в котушках, кожний якор електромагнітної системи через тяжіння магнітних силових ліній переміщується у стан, який має максимальні значення робочого магнітного потоку і накопиченої енергії та рівню нулю рушійну електромагнітну силу".

При такому переміщенні якоря по координаті, яка є жорстким параметром для електротехнічних пристроїв, корисно виділити три стани електромагнітної системи:

1. Стан сталої рівноваги якоря, координати якого забезпечують максимальні значення робочого магнітного потоку і накопиченої енергії та рівню нулю електромагнітну силу, спрямовану у бік збереження стану при відхиленні сили від нульового значення.

2. Стан несталої рівноваги якоря, координати якого забезпечують мінімальні значення робочого магнітного потоку і накопиченої енергії та мінімальну електромагнітну силу, спрямовану у бік стану сталої рівноваги.

3. Стан максимальної сили якоря, координати якого знаходяться між координатами станів сталої та несталої рівноваги і забезпечують максимальне значення похідної по координаті від накопиченої енергії магнітного поля, тобто максимальну електромагнітну силу, яка спрямована у бік стану сталої рівноваги.

З наведеного огляду видно, що, крім формули (1), для всіх електромагнітних систем теоретично неможливо отримати єдину точну загальну формулу для розрахунку електромагнітної сили через використані дані (із-за відмін у величинах і напрямках електричних струмів в котушках; різниць у кількості, координатах, магнітних зв'язках та взаємному розміщенні елементів електромагнітної системи; відмін форми їх магнітопроводів та феромагнітних матеріалів).

Розглянуті три стани електромагнітної системи корисні тим, що вони допомагають у визначенні напрямку сили у випадках, коли введена Фарадеєм пружність магнітних силових ліній спостерігається нечітко.

Наприклад, компенсаційна обмотка компенсує н.с. реакції якоря машини постійного струму і виправляє несиметрію магнітних силових ліній у повітряному проміжку відносно зубця. За теорією пружності магнітних силових ліній це повинно звести електромагнітний момент до нуля, або принаймні його зменшити. Але у дійсності цього не відбувається, і розрахунок такої машини змінюється незначно. Пояснюється це тим, що в індукторі умовно виникають два магнітних поля:

- одне поле створюється обмоткою збудження (з ним і взаємодіє магнітне поле ротора у стані максимальної сили);

- взаємодія магнітного поля компенсаційної обмотки з магнітним полем обмотки ротора створює електромагнітний момент у стані несталої рівноваги, який із-за практично нульового значення не впливає на роботу машини.

Для ілюстрації створення статором двох умовних магнітних полів, автором був виконаний двигун постійного струму рис. 1, який має на статорі "компенсаційну" обмотку 1 (назва надана із-за конструктивної схожості), обмотку збудження 2 та безобмотковий явнополюсний ротор 3.

Ротор 3 намагнічується обмоткою збудження 2 і має магнітні полюси N та S. Робочий магнітний потік 4 показаний пунктирною лінією. Якщо б ротор 3 обертався, то він би автоматично змінював полярність, і ми б отримали двигун постійного струму без колектора.

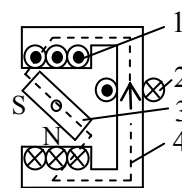


Рис. 1. "Двигун" постійного струму

Насправді ротор жорстко зупиняється у показаному на рис. 1 положенні, з якого видно, що статор створює два умовних магнітних поля – обмоткою збудження 2 та "компенсаційною" обмоткою 1. Зсув частки (50 %) явнополюсного ротора на 90° по відношенню до іншої частки ротора не змінює загальне становище: зменшується лише електромагнітна сила фіксації положення ротора.

У будь-якому положенні ротора 3 взаємодія його магнітного потоку з магнітними силовими лініями, викликаними струмами компенсаційної обмотки 1, є тотожною з взаємодією у звичайній машині постійного струму магнітного поля головних полюсів з магнітним полем, що створює обмотка ротора. Двигун не обертається і тому можна зробити висновок, що у даному випадку також не підтверджується явище пружності магнітних силових ліній у повітряному проміжку.

Але при розгляді взаємодії з ротором двох умовних магнітних потоків статора можна підтвердити вплив тяжіння магнітних силових ліній й для двигуна рис. 1:

- магнітне поле обмотки збудження статора створює стан сталої рівноваги з ротором у вертикальному положенні його полюсів;

- магнітне поле компенсаційної обмотки створює стан сталої рівноваги з ротором у горизонтальному положенні його полюсів.

Накладання цих двох станів із зустрічним спрямуванням сил, кожне з яких урахує тяжіння магнітних силових ліній, викликає положення ротора у стані сталої рівноваги, яке співпадає з результирующим магнітним полем.

4.3. Для закону електромагнітної сили (1) у деяких електромагнітних системах.

4.3.1. Сила Лоренца та Ампера як наслідок дії закону електромагнітної сили (1). Відомо, що рух навіть одиничного заряду у вакуумі створює магнітне поле (досліди фізика США Г. Роуланда, 1878), яке взаємодіє з магнітним полем індуктора. З цієї точки

зору електромагнітна сила Лоренца $F_L = qvB \sin \alpha$, яка діє на одиничний заряд, що переміщується у магнітному полі, є частиним випадком електромагнітної сили Ампера $F_A = BL_{\Pi}I \sin \alpha$, що діє на провідник із переміщенням множини зарядів у магнітному полі.

Це підтверджується також виведенням формули Ампера з формули Лоренца [5, с.277] та навпаки [6, с.277]. Показаний на рис. 2 умовний контур з рухомих одиничних зарядом q збільшує свої розміри для створення максимального магнітного потоку та максимального накопичення енергії і рухається у напрямді дії сили F_L до виходу з магнітного поля індуктора, де електромагнітна сила "дорівнює нулю" і створюється стан сталої рівноваги.

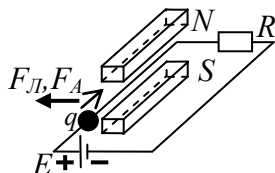


Рис. 2. Переміщення заряду у магнітному полі

Фізичною природою виникнення електромагнітної сили Ампера $F_A = BL_{\Pi}I$ є взаємодія магнітних потоків, а не взаємодія магнітної індукції зі струмом чи струму зі струмом (це не означає "заперечення" існуючих підтверджених практикою формул, а лише намагання наближення до фізики явища).

Вірне традиційне твердження, що сила Лоренца не виконує роботу, а лише змінює напрям руху зарядженої частинки [4, с. 373; 12, с. 241], на наш погляд, потребує більш детального пояснення, бо прямо суперечить другому закону Ньютона ("прискорення тіла в результаті дії на нього сили є пропорційним величині цієї сили та зворотно пропорційним масі тіла") та поняттю роботи (як добутку сили на переміщення по напрямку дії сили).

Насправді обидва ці закони діють при взаємодії магнітного поля із зарядженою частинкою, бо сила Лоренца спочатку виконує роботу по збільшенню накопиченої енергії магнітного поля, а потім споживає її при ідеальній пружності магнітних силових ліній. Тому робота дорівнює нулю.

Є неточним і твердження, наведене в літературі [4, с. 373]: "Оскільки сила Лоренца завжди напрямлена перпендикулярно до вектора швидкості частинки, яка летить, то вона не змінює модуля швидкості, а змінює тільки напрям руху". У дійсності, при входженні у рівномірне магнітне поле частинки із зарядом, виникає сила Лоренца, яка змінює напрямок вектора швидкості частинки і збільшує його модуль порівняно з попереднім модулем вектора швидкості цієї частинки до входження у рівномірне магнітне поле. Тобто, можна сказати, що вектор швидкості до входження у рівномірне магнітне поле залишається незмінним як по модулю так і по напрямку у вигляді складової змінного по напрямку результуючого вектора швидкості у магнітному полі.

Дійсно, припустимо, що по умовному контуру $abcde$ (рис. 3) одиничний позитивний заряд q переміщується зі швидкістю v у рівномірному магнітному полі з індукцією B (її напрямок позначений знаком "+" у центрі кола радіусом R). Під дією сили Лоренца F_L заряд q починає обертатись по колу радіусом R . Замінімо рух заряду по колу рухом по квадрату $abfka$. Заряд q уявляємо у вигляді провідника невеликої до-

вжини dL зі "струмом", який залежить від швидкості переміщення заряду q вздовж прямої ab : в точці a "струм" дорівнює нулю, потім він зростає до середини відрізка ab і знову зменшується до нуля в точці b .

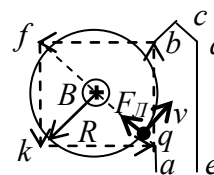


Рис. 3. Переміщення заряду у магнітному полі

Тобто при переміщенні від точки a до точки b вздовж прямої ab дія заряду q спочатку збільшує магнітне поле умовного контуру $abcde$ (електромагнітна сила має один знак), а потім зменшує його до початкової величини (електромагнітна сила змінює знак): робота виконується, але її підсумкове значення на прямій ab дорівнює нулю. Переміщення "провідника" по прямій bf не супроводжується зміною магнітного потоку контуру $abcde$.

Переміщення "провідника" зі "струмом" у зворотному напрямку по прямій fk супроводжується спочатку зменшенням магнітного потоку контуру $abcde$, а потім його збільшенням до початкової величини з рівним нулю підсумковим значенням виконаної роботи. Перехід заряду по прямій ka не супроводжується зміною магнітного потоку контуру $abcde$.

За визначений цикл переміщення по колу внаслідок рівності споживання та накопичення енергії "сила Лоренца не виконує роботу".

4.3.2. Пристрої, для яких сила Ампера відсутня (і, отже, сила Ампера не є законом, є правом).

У пазах ротора звичайних машин постійного струму спостерігаються дуже малі значення магнітної індукції B , внаслідок чого для провідників зі струмом, розміщених в пазах, сила Ампера $F_A = BL_{\Pi}I$ приблизно дорівнює нулю [10, с. 212]. Це ставить також під сумнів фізичне тлумачення формули електромагнітного моменту машини постійного струму $M_1 = c_M \Phi_{11} I$, яка отримується на основі сили Ампера.

Аналогічні питання виникають й стосовно машин змінного струму, у яких провідники теж в основному розміщені у пазах.

Для уніполярного двигуна (рис. 4) в роботі [8] показано, що в експерименті є індукція B , є довжина провідника L_{Π} , є постійний струм I в ізолюваній тороїдальній обмотці на статорі і немає лише одного – сили Ампера $F_A = BL_{\Pi}I = 0$, яка дорівнює нулю.

Пояснюється це тим, що переміщення ротору електромагнітної системи (рис. 4) не змінює результуючий робочий магнітний потік, тобто не змінює накопичену електромагнітну енергію згідно закону (1). Тому не створюються: ЕРС, електромагнітна потужність, електромагнітний момент, струм у режимі генератора.

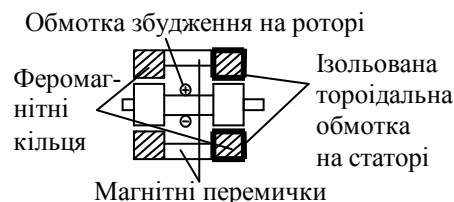


Рис. 4. Сила Ампера $F_A = BL_{\Pi}I$ не діє в уніполярному двигуні

Отже для двигуна на рис. 4 не діє й сила Лоренца, з якої впливає сила Ампера.

Тому сили Лоренца F_L , Ампера F_A , взаємодії паралельних струмів F_{Π} , силу магнітного тяжіння трубки потоку F_{EM} , формулу електромагнітного моменту машини постійного струму M_1 слід вважати частиними випадками відомого основного закону (1). Вони об'єднуються лише тим, що всі в конкретних умовах підкоряються закону (1).

Здавалося б, що все це не так вже й важливо, бо наведені формули для розрахунку сили є вірними у заданих умовах, експериментально підтверджені, можуть взаємно перетворюватись та традиційно використовуються у розрахунках.

Але якщо ці формули можуть "не працювати" в електричних машинах, то виникають питання: "чому закон Ампера F_A чи взаємодії паралельних струмів F_{Π} не завжди працює (і чому він зветься законом)?", "чому не завжди працює формула електромагнітного моменту для машин постійного струму $M_1 = c_M \Phi_{11} I$ ".

У цьому відношенні є двозначними і підручники з електричних машин, у яких разом з використанням формули електромагнітного моменту машини постійного струму $M_1 = c_M \Phi_{11} I$ (без аналізу і протиставлення її навіть не наведених в них формулі $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$) стверджується:

1. По фізиці процесу: "Взаємодія магнітних полів індуктора та якоря лежить в основі фізичних принципів перетворення енергії в електричних машинах" [2, с. 56]. Але для реальних розрахунків пропонується формула $M_1 = c_M \Phi_{11} I$ [2, с. 148].

2. "Нерухомі відносно один одного поля ротора і статора створюють результуюче поле та електромагнітний момент" [7, с. 37]. Слово "поле" у даному випадку можна тлумачити і як "поле намагнічуючої сили", бо згідно [7, с. 37] "у природі не буває струмів без магнітних полів" та навпаки, а в [7] у ряді пояснень "поле" стабільно не звуть "магнітним", а електромагнітний момент відображається і через взаємодію магнітного поля зі струмом, і через взаємодію струмів, і через тензор тяжіння магнітних трубок потоку; також вказується, що електромагнітна сила визначається за законом Ампера [7, с. 89].

Безумовно, в формулі $M_1 = c_M \Phi_{11} I$, внаслідок функціональної залежності між робочим магнітним потоком реакції якоря Φ_{21} та струмом якоря I , можна не використовувати вираз $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$, але при цьому, якщо залежність $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$ все ж фізично існує, то при проектуванні електричних машин втрачається мета та вводиться невірна орієнтація, бо невідомо, що потрібно збільшувати для збільшення моменту: струм I , чи робочий магнітний потік якоря Φ_{21} ?

Відомо, що при проектуванні електричних машин постійного струму ураховують магнітний потік головних полюсів та лінійне навантаження, тобто ураховується струм якоря I , а не потік Φ_{21} [3].

Електричні машини постійного струму з явнополюсним або неявнополюсним статором чи з порожнім ротором мають ротор який (якщо не перемикає струми секцій колектором) проектується на роботу у стані максимальної сили. Ротор шляхом повернення на 90° (електричних) намагається зайняти положення, що створює максимальний магнітний потік та максимальну накопичену енергію при рівній нулю електромагнітній силі, що відповідає стану сталої рівноваги.

4.3.3. Взаємодія феромагнітного тіла з котушкою з постійним струмом та феромагнітним осердям (рис. 5).

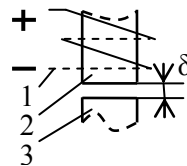


Рис. 5. Котушка індуктивності

Котушка 1 з постійним струмом $I = \text{const}$ та феромагнітним осердям 2 складає індуктор, а феромагнітне тіло 3 – якір. Між осердям 2 та якіром 3 існує повітряний проміжок δ . Індуктивність котушки дорівнює $L_K = w_K^2 A$, де w_K – кількість її витків. Система проектується на роботу у ділянці стану максимальної сили при наявності обмежень у переміщенні.

При вмиканні струму котушки 1 якір 3 переміщується і зменшує величину повітряного проміжку δ до нуля. Якір 3 є поворотним і тому при $\delta = 0$ магнітна провідність системи A є максимальною. При зменшенні повітряного проміжку індуктивність котушки $L_K = w_K^2 A$ збільшується, що збільшує її накопичену електромагнітну енергію $W_1 = 0,5 L_K I^2$.

Якщо б не було механічної перепони у вигляді феромагнітного осердя 2, то якір 3 продовжував би переміщення до середини котушки 1, бо у середньому положенні дотримуються всі вимоги закону електромагнітної сили у стані сталої рівноваги: створюються максимальний магнітний потік та отримується максимальна накопичена енергія, а електромагнітна сила дорівнює нулю.

4.4. Вимоги до конструкції машини постійного струму.

4.4.1. Модель машини постійного струму. Для отримання вимог до "оптимальної" конструкції машини постійного струму (під цю модель підпадають і деякі машини змінного струму), розглянемо фізичну модель індуктивного електромагнітного перетворювача як ідеалізовану індуктивність (рис. 6) з рівномірним повітряним проміжком між статором та ротором. Загальна кількість послідовно з'єднаних витків дорівнює $w_0 = w_1 + w_2 = \text{const}$ (тут w_1 – витки обмотки статора; $w_2 = w_1$ – витки обмотки ротора), по яких протікає постійний струм $I = \text{const}$.

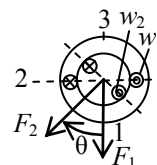


Рис. 6. Модель машини постійного струму

По осях концентрованих обмоток з повним кроком статора w_1 та ротора w_2 створюються намагнічуючі сили $F_1 = w_1 I$ та $F_2 = w_2 I = w_1 I$. Намагнічуюча сила F_2 при обертанні ротора на деякий кут $\theta = 0 \dots 180^\circ$ може займати положення 1, 2, 3: в положенні 1 результуюче поточкозчеплення максимальне, а в положенні 3 – теоретично дорівнює нулю. Потоки розсіяння не розглядаються.

З рис. 6 випливає, що якщо кількість витків однієї з обмоток (w_1 чи w_2) дорівнює нулю, то електромагнітна енергія, що накопичується в машині, не залежить від положення якоря, і тому похідна по куту повороту якоря від цієї енергії дорівнює нулю: тобто, електромагнітний момент дорівнює нулю при будь-якому куті θ . Можна вважати, що при поступовому зменшенні значення w_2 до нуля, все більша частка енергії, накопиченої в індуктивності машини, використовується неефективно, бо не приймає участі у створенні електромагнітного моменту.

Тому що обмотки індуктора w_1 та якоря w_2 є рівнозначними (якір можна розглядати як індуктор та навпаки), то з урахуванням ідентичності конструкції індуктора та якоря (див. рис. 6) можна вважати, що відхилення від рівності $w_2 = w_1$ у цілому погіршує роботу машини. А тому що їх н.с. є однаковими, то для їх робочого магнітного потоку підсумковий магнітний опір індуктора повинен дорівнювати підсумковому магнітному опору якоря.

Тому що по обох обмотках протікає постійний струм $I = \text{const}$, це явище можна моделювати зміною кількості еквівалентних витків w_E , що отримуються з рівняння результуючої намагнічуючої сили $F_E = w_E I$. Результуюча н.с. обмоток індуктора та якоря з однаковим струмом дорівнює $F_E^2 = w_E^2 I^2 = F_2^2 \sin^2 \theta + (F_1 + F_2 \cos \theta)^2 = F_1^2 + F_2^2 + 2F_1 F_2 \cos \theta$, звідки при $I = \text{const}$ отримуємо вираз

$$F_E = I \sqrt{w_1^2 + w_2^2 + 2w_1 w_2 \cos \theta} = w_E I,$$

де $w_E = \sqrt{w_1^2 + w_2^2 + 2w_1 w_2 \cos \theta}$.

Тоді еквівалентна індуктивність котушки дорівнює $L_E = w_E^2 L$, де $L = \text{const}$ – магнітна провідність.

При нехтуванні насиченням магнітної системи електромагнітна енергія магнітного поля котушки дорівнює

$$W_2 = \frac{L_E I^2}{2} = \frac{1}{2} L I^2 (w_1^2 + w_2^2 + 2w_1 w_2 \cos \theta).$$

Енергія, отримана від електричної машини, дорівнює

$$W_3 = P_E t = M_E \omega t = M_E \theta,$$

де P_E – електромагнітна потужність; t – час; M_E – електромагнітний момент; ω – циклічна частота обертання; $\theta = \omega t$ – кут обернення.

Електромагнітний момент машини є пропорційним похідній від електромагнітної енергії по координаті θ

$$M_E = -\frac{dW_3}{d\theta} = -\frac{dW_2}{d\theta} = -w_1 w_2 L I^2 \sin \theta.$$

Добуток $k = w_{10} w_{20}$ при зміні числа витків (w_{10} , w_{20}) при умові $w_0 = w_{10} + w_{20} = \text{const}$ стає максимальним, коли похідна

$$\frac{dk}{dw_{20}} = \frac{d[(w_0 - w_{20})w_{20}]}{dw_{20}} = w_0 - 2w_{20} = 0,$$

звідки визначаємо оптимальну кількість витків $w_{20} = 0,5w_0$; $w_{10} = w_0 - w_{20} = 0,5w_0$.

Таким чином, максимально можливий момент дорівнює

$$M_{Em} = -w_{10} w_{20} L I^2 \sin \theta = 0,25 w_0^2 L I^2 \sin \theta.$$

"Оптимальна" по моменту модель машини постійного струму (при $\theta = 90^\circ$, без розгляду комутації та потоків розсіяння) має такі особливості:

1. Повітряний проміжок між статором та ротором є рівномірним та мінімальним (для збільшення магнітної провідності системи L).

2. Обмотки статора w_1 та ротора w_2 є концентрованими з повним кроком, зсунуті на кут 90° (електричних), мають однакову кількість витків ($w_1 = w_2$) та однакову н.с.

3. У номінальному режимі еквівалентні робочі магнітні потоки обмоток статора w_1 і ротора w_2 та відповідні підсумкові магнітні опори є однаковими.

4. Якщо будь-яка з н.с. (F_1 чи F_2) дорівнюватиме нулю, то електромагнітний момент теж дорівнює нулю, бо електромагнітна енергія не змінюється при зміні кута θ .

Визначені особливості належать неявнополюсній машині постійного струму, описаній у роботі [9], яка має ліпші показники по використанню міді. Тому при проектуванні машин постійного струму з явнополюсним статором слід конструктивно наблизитись до цієї машини і намагатись отримати максимальне значення добутку робочих магнітних потоків головних полюсів та реакції якоря аналогічно показникам "ідеальної" конструкції [9]. Твердження у фаховій літературі лише про негативний вплив реакції якоря на комутацію є односторонніми.

4.4.2. Доведення необхідності урахування взаємодії магнітних потоків індуктора та якоря.

Розглянемо питання розрахунку величини сили на прикладі взаємодії двох паралельних провідників зі струмом. Згідно фізичних уявлень вектор магнітної індукції B є силовою характеристикою магнітного поля, яка служить для визначення сили Лоренца, що діє на заряджену частку, яка рухається у магнітному полі.

Силу Лоренца можна застосувати для визначення сили взаємодії двох паралельних провідників зі струмом $F_{II} = \mu' L_{II} I_1 I_2 / (2\pi d)$ (один вважаємо індуктором, другий – якорем) і представити її у вигляді рівноцінних для вакууму формул: $F_{II1} = k_1 I_1 I_2$, $F_{II2} = k_2 B_1 I_2$, $F_{II3} = k_3 I_1 B_2$, $F_{II4} = k_4 B_1 B_2$, де k_1, k_2, k_3, k_4 – постійні коефіцієнти; B_1 – індукція, яка створюється струмом I_1 у місці розташування провідника зі струмом I_2 ; B_2 – індукція, яка створюється струмом I_2 у місці розташування провідника зі струмом I_1 . Всі ці формули є вірними з точки зору їх математичного обґрунтування і дають тотожні результати для вакууму ($F_{II1} = F_{II2} = F_{II3} = F_{II4}$). Експериментами доведено, що навіть розміщення феромагнітного листа між паралельними провідниками не впливає на діючу силу.

Але разом з тим при наявності феромагнітного магнітопроводу спостерігається нерівність $k_1 I_1 I_2 \neq k_4 B_1 B_2$ внаслідок нелінійної залежності між намагнічуючою силою та магнітною індукцією.

Взаємодія між двома паралельними провідниками зі струмом при наявності феромагнітного магнітопроводу згідно рис. 7 докорінно змінюється у порівнянні з їх взаємодією у вакуумі:

- сила діє не на провідники, а на феромагнетики;
- відстань між електричними провідниками замінюється відстанню між феромагнетиками. Це – революційна особливість феромагнетиків, яку неможливо досягнути для звичайних провідників. Вірність цього твердження збільшується із зростанням магнітної проникненості феромагнетиків: коли вона дорівнює нескінченності, то пази з провідниками можна замінити розташованими на поверхні феромагнетиків двома нескінченно тонкими стрічками – провідниками з відстанню між ними, рівною повітряному проміжку;
- сила залежить від величини єдиного загального робочого магнітного потоку між феромагнетиками, який (при однакових значеннях струмів) змінюється у залежності від матеріалу феромагнетиків, розмірів і форми магнітопроводу та величини повітряного проміжку;
- сила, яка стягує феромагнетики 3, не зменшується до нуля, якщо струм одного з провідників дорівнюватиме нулю;

- відстань між розміщеними в пазах провідниками 1 та 2 практично не впливає на силу їх взаємодії;
- магнітне поле в пазах приблизно дорівнює нулю;
- для рис. 7 існує нелінійна залежність між намагнічуючою силою (струмом) та магнітною індукцією (чи силою).

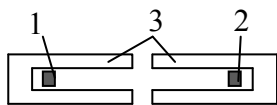


Рис. 7. Взаємодія двох провідників при наявності феромагнітного магнітопроводу

Деякі з вказаних особливостей є вірними і для магнітопроводів ЕМ, що впливає на їх електромагнітний момент.

Сили які виникають в електромагнітній системі, пов'язані лише з магнітними потоками, бо лише вони накопичують енергію, зміна якої супроводжується виникненням сили по координаті.

Для звичайних машин постійного струму В.Ф. Миткевич, посилаючись на дані дослідників, писав, що "...магнітна індукція в місці розташування провідників в пазах якоря може бути в сотні разів меншою у порівнянні з ротором без зубців". Але якщо електромагнітна сила, що прикладена до провідників, є дуже малою, то як виникає нормальний обертовий момент? "Пояснення цьому полягає у несиметрії магнітного поля відносно зубця, у тяжінні магнітних силових ліній". І далі: "...зусилля електромагнітного походження у значній мірі перекладаються з провідників на залізні зубці" [10, с. 212]. Тут явно роль струму якоря у створенні "сили" замінено на взаємодію умовних робочих магнітних потоків – індуктора Φ_{11} та якоря Φ_{21} . Хоча у даному випадку розглянута лише фізична модель створення сили, але її одночасно можна вважати прямою вказівкою на необхідність дослідження впливу величини магнітного потоку якоря на електромагнітний момент. Але в усіх фахових виданнях цього "не помічають" і використовують відому формулу $M_1 = c_M \Phi_{11} I$.

4.4.3. Особливості двигуна постійного струму з введеннями феромагнетиками по геометричній нейтралі.

З метою порівняння формул $M_1 = c_M \Phi_{11} I$ та $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$ та дослідження можливості удосконалення машини постійного струму з явнополюсним статорм автор виконав наступний експеримент. У двигуна постійного струму рис. 8 були відрізані кінці полюсних башмаків 1 головних полюсів N та S, що дало змогу при введенні по геометричній нейтралі двох феромагнітних мас 2: зменшити вплив на роботу машини зміни потоків розсіяння головних полюсів N та S; збільшити феромагнітні маси 2 для збільшення зміни магнітного потоку реакції якоря при їх введенні та вилученні; обмежити вплив на величину електромагнітного моменту зубців ротора та положення ротора у просторі. Електромагнітний момент вимірювався при введених феромагнітних масах та без них. Комутація не розглядалась.

Введенні феромагнітні маси 2:

1. Імітують магнітопроводи додаткових полюсів.
2. Збільшують потоки розсіяння головних полюсів N та S.
3. Збільшують магнітний потік реакції якоря.
4. По відношенню до обмотки якоря створюють "явнополюсний статор".

Проведений експеримент показав, що введення

та виведення феромагнітних мас 2 практично не впливає на електромагнітний момент: різниця між моментами склала 1,6 %, що можна віднести до похибок вимірювання. (експериментальна величина моменту в умовних одиницях: $M_1=252$ (без феромагнетиків 2); $M_2=248$ (з феромагнетиками 2).

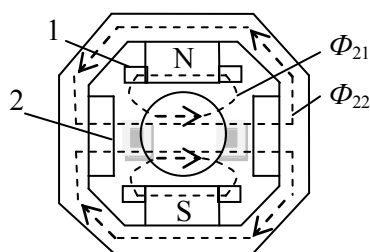


Рис. 8. Явнополюсний двигун постійного струму з введенням та виведенням феромагнетиків по геометричній нейтралі

Отримано, на перший погляд, парадоксальний результат: частка ортогонального (по відношенню до магнітного поля головних полюсів) магнітного потоку якоря не взаємодіє з робочим магнітним потоком головних полюсів і замикається по станині машини, тобто є потом розсіяння реакції якоря. Робочий магнітний потік Φ_{21} та потік розсіяння Φ_{22} , створені обмоткою якоря, показаний на рис. 8 штриховими лініями. Якщо зменшити до нуля розміри головних полюсів, то магнітне поле реакції якоря цілком перетвориться на поле розсіяння.

Вказаний парадокс легко пояснюється, якщо окремо розглянути дію двох магнітних потоків якоря (Φ_{21} та Φ_{22}). Магнітний потік розсіяння якоря Φ_{22} сумісно з феромагнітними масами 2 статора створює стан сталої рівноваги, при якому відповідний електромагнітний момент дорівнює нулю і не впливає на роботу машини.

Електромагнітний момент машини створюється робочим магнітним потоком головних полюсів Φ_{11} сумісно з робочим магнітним потоком якоря Φ_{21} , який замикається через башмаки головних полюсів. Не магнітний потік Φ_{11} та струм I згідно формули $M_1 = c_M \Phi_{11} I$, а саме робочі потоки Φ_{11} та Φ_{21} створюють результуючий робочий магнітний потік машини, в якому запасасться електромагнітна енергія.

Дійсно, аналогічно взаємодії двох провідників рис. 7, електричний струм у пазах може бути малим, але за рахунок збільшення габаритів магнітної системи магнітний потік, створений струмом якоря, можна збільшити у багато разів і таким чином можна збільшити електромагнітний момент.

Тому при проектуванні машин постійного струму слід керуватись формулою для розрахунку електромагнітного потоку $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$.

Отже при проектуванні явнополюсних машин постійного струму слід урахувувати, що збільшення величини полюсного перекриття та вилучення з геометричної нейтралі феромагнітних мас у вигляді додаткових полюсів зменшує потік розсіяння якоря, збільшує електромагнітний момент і тим самим поліпшує використання електротехнічних матеріалів.

Основну увагу належить приділити збільшенню робочого магнітного потоку Φ_{21} , створеного обмоткою якоря, який заходить у полюсні башмаки головних полюсів.

Це вказує на те, що при проектуванні електричних машин постійного струму з явнополюсним статорм потрібно розглянути можливість максимального наближення до умов роботи машини постійного струму з

неявнополюсним статором [9]: збільшення коефіцієнта полюсного перекриття, збільшення перерізу полюсних башмаків, зменшення повітряного проміжку.

При номінальній навантаженні величина магнітного поля, створеного обмоткою якоря, повинна дорівнювати величині робочого магнітного поля головних полюсів.

ВИСНОВКИ

1. Фізичний закон не може мати винятків. Тому сили Лоренца F_L , Ампера F_A , взаємодії паралельних струмів $F_{\parallel}$, силу магнітного тяжіння трубки потоку F_{EM} , формулу електромагнітного моменту машини постійного струму M_1 слід вважати частними випадками відомого основного закону створення електромагнітної сили (1). Вони об'єднуються лише тим, що всі в конкретних умовах підкоряються закону (1). Поняття "правила" нагадує, що воно може мати відхилення у застосуванні.

2. Вірне традиційне твердження, що "сила Лоренца не виконує роботу, а лише змінює напрям руху зарядженої частинки" потребує більш детального пояснення, бо прямо суперечить другому закону Ньютона та поняттю роботи.

3. Отримати, крім виразу (1), точну загальну формулу по розрахунку електромагнітної сили для всіх електромагнітних систем теоретично неможливо із-за відмін у величинах і напрямках електричних струмів в котушках; різниці у кількості, координатах, магнітних зв'язках та взаємному розміщенні елементів електромагнітної системи; відмін форми їх магнітопроводів та феромагнітних матеріалів.

4. Будь-який конкретний пристрій має у номінальному режимі одне загальне для індуктора та якоря результуюче робоче магнітне поле. Тому фізичний закон по створенню електромагнітної сили (1) можна також розглядати у формулюванні: "Електромагнітна сила чи електромагнітний момент дорівнює похідній по координаті від електромагнітної енергії результуючого робочого магнітного поля індуктора та якоря електро механічної системи".

5. У закон електромагнітної сили можна ввести додаткове твердження стосовно напрямку її дії: "При відсутності обмежень у русі та відсутності змін електричних струмів в котушках, рухомі частки електромагнітної системи через тяжіння магнітних силових ліній переміщуються у стан, який має максимальні значення робочого магнітного потоку та накопиченої енергії і рівну нулю рушійну електромагнітну силу" з урахуванням відповідних станів рівноваги та максимальної сили якоря.

6. Магнітний потік, що створюється обмоткою якоря і не заходить у полюсні башмаки головних полюсів, є потоком розсіяння. Таким чином, не всяке ортогональне магнітне поле по відношенню до магнітного поля головних полюсів створює корисний електромагнітний момент.

7. У електричних машин постійного струму з явнополюсним статором треба намагатись наближувати конструкцію до неявнополюсної машини [9] (з розглядом впливу полюсних наконечників, розмірів додаткових полюсів, коефіцієнта полюсного перекриття головних полюсів).

8. При проектуванні машин постійного струму слід керуватись формулою для розрахунку електромагнітного моменту $M_2 = c_M \Phi_{11} \Phi_{21}$, а не формулою $M_1 = c_M \Phi_{11} I$.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Будіщев М.С. Електротехніка, електроніка та мікропроцесорна техніка. – Львів: Афіша, 2001. – 424 с.
2. Вольдек А.И., Попов В.В. Электрические машины. Введение в электромеханику. Машины постоянного тока и трансформаторы. – СПб.: Питер, 2008. – 320 с.
3. Гольдберг О.Д., Свириденко И.С. Проектирование электрических машин. – М.: Высш. шк., 2006. – 430 с.
4. Дмитрієва В.Ф. Фізика. – Київ: Техніка, 2008. – 646 с.
5. Евграфова Н.Н., Каган В.Л. Курс физики. – М.: Высш. шк., 1987. – 487 с.
6. Зачек І.Р., Кравчук І.М., Романішин Б.М. та ін. Курс фізики. – Львів: Вид-во Бескид Біт, 2002. – 376 с.
7. Копылов И.П. Электрические машины. – М.: Высш. шк., 2006. – 607 с.
8. Кутковецкий В.Я., Иванов В.К. Силы, действующий на проводник с током и ферромагнитные тела в магнитном поле // Электричество. – 1992. – №7. – С. 55-57.
9. Лушчик В.Д., Варванський А.Ю. Еволюція удосконалення машин постійного струму та перспективи їх подальшого розвитку // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – №5. – С. 29-32.
10. Миткевич В.Ф. Магнитный поток и его преобразования. – М.-Л.: Изд. АН СССР, 1946. – 258 с.
11. Основы теории электрических аппаратов / И.С. Таев, Б.К. Буль, А.Г. Годжелло и др. – М.: Высш. шк., 1987. – 352 с.
12. Чолпан П.П. Фізика. – Київ: Вища школа, 2004. – 567 с.

REFERENCES: 1. Budishchev M.S. *Elektrotehnika, elektronika ta mikroprotsesorna tekhnika*. Lviv: Afisha Publ., 2001. 424 p. 2. Vol'dek A.I., Popov V.V. *Elektricheskie mashiny. Vvedenie v elektromekhaniku. Mashiny postojannogo toka i transformatory*. St.Petersburg, Piter Publ., 2008. 320 p. 3. Gol'dberg O.D., Sviridenko I.S. *Proektirovanie elektricheskikh mashin*. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2006. 430 p. 4. Dmitrieva V.F. *Fizyka*. Kyiv: Tekhnika Publ., 2008. 646 p. 5. Evgrafova N.N., Kagan V.L. *Kurs fiziki*. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1987. 487 p. 6. Zachek I.R., Kravchuk I.M., Romanishyn B.M. and others. *Kurs fizyky*. Lviv, Beskyd Bit Publ., 2002. 376 p. 7. Kopylov I.P. *Elektricheskie mashiny*. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 2006. 607 p. 8. Kutkovetsky V.J., Ivanov V.K. Sily, dejstvujushhij na provodnik s tokom i ferromagnitnye tela v magnitnom pole. *Elektrichestvo*, 1992 no.7, pp. 55-57. 9. Lushchik V.D., Varvansky A.Yu. Evolution of DC machines improvement and prospect of their further development. *Electrical engineering & electromechanics*, 2011, no.5, pp. 29-32. 10. Mitkevich V.F. *Magnitnyj potok i ego preobrazovaniya*. Moscow-Leningrad, Academy of Sci. of USSR Publ., 1946. 258 p. 11. Taev I.S., Bul' B.K., Godzhello A.G. and others. *Osnovy teorii elektricheskikh apparatov*. Moscow, Vysshaya shkola Publ., 1987. 352 p. 12. Cholpan P.P. *Fizyka*. Kyiv, Vyshcha shkola Publ., 2004. 567 p.

Надійшла (received) 25.10.2013

Кутковецкий Валентин Якович, д.т.н., проф.,
Чорноморський державний університет ім. Петра Могили,
кафедра інформаційних технологій та програмних систем,
54003, Миколаїв, вул. 68 Десанників, 10,
тел/phone +38 0512 366578, e-mail: kb@kma.mk.ua

V.J. Kutkovetsky
Petro Mohyla Black Sea State University
10, 68-Desantnykiv Street, Mykolaiv, 54003, Ukraine

The law of electromagnetic force.

Calculation peculiarities for Lorentz force, Ampere force, interaction of parallel electric currents, and the moment of electrical machines are analyzed. They have exceptions on application, and they are the rules which result from the law of electromagnetic force as coordinate derivative of the operating magnetic flow. An addition to the direction of electromagnetic force action is proposed. Standards of salient-pole electrical machine designing are considered.

Key words – law of electromagnetic force, Lorentz, Ampere, moment of electrical machines.

К.В. Дубовенко

ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ИСКРОВОГО РАЗРЯДА В ЖИДКОМ АЗОТЕ

У магнітогідродинамічному наближенні розроблено математичну модель іскрового розряду в рідкому азоті на основі узагальнення даних про термодинамічні функції і коефіцієнти переносу речовини в широкому діапазоні параметрів. З використанням отриманих результатів чисельного моделювання виконано аналіз важливих для практичного використання інтегральних і просторово-часових характеристик розряду.

В магнитогидродинамическом приближении разработана математическая модель искрового разряда в жидком азоте на основании обобщения данных о термодинамических функциях и коэффициентах переноса вещества в широком диапазоне параметров. С использованием полученных результатов численного моделирования выполнен анализ важных для практического применения интегральных и пространственно-временных характеристик разряда.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время электрический разряд в жидкости находит новые технологические применения. Электроразрядный синтез, дробление и диспергирование материалов стали важнейшими задачами, решение которых определяет усовершенствование целого ряда технологических процессов порошковой металлургии, производства катализаторов, смазочных материалов, упрочнения сверхтвердых покрытий [1-5].

Применение в качестве рабочих сред криогенных жидкостей, например, жидкого азота позволяет использовать особенности физико-химических и механических свойств обрабатываемых веществ при низких температурах в сочетании с высокими значениями давления и температуры плазмы электрического разряда в конденсированной среде и отсутствием в ней окислителя (кислорода).

Несмотря на большое количество публикаций, посвященных электроразрядному синтезу, дроблению и диспергированию веществ, систематическое изучение влияния параметров электрических разрядов в различных жидкостях на размеры, структуру и свойства получаемых материалов еще далеко до завершения. Сложной неразрешенной проблемой остается получение наночастиц в узком заданном диапазоне геометрических размеров, поскольку разделение наночастиц на фракции после их наработки также является отдельной сложной задачей [3]. На сегодняшний день очевидно то, что широкий разброс геометрических параметров синтезированных или диспергированных частиц обусловлен особенностями пространственно-временного распределения характеристик электрических разрядов в рабочей среде, в частности давления и температуры. Поэтому важной задачей является выполнение анализа как интегральных, так и пространственно-временных характеристик электрических разрядов в разрядных камерах технологических установок, в том числе заполненных жидким азотом.

Актуальность исследования электрических разрядов в криогенных жидкостях также обусловлена и другим аспектом, связанным с необходимостью анализа и предупреждения аварийных ситуаций при эксплуатации высоковольтного электроэнергетического оборудования, функционирование которого осуществляется с применением криогенной техники. В таком оборудовании жидкий азот выполняет функции как охладителя, так и

высоковольтной изоляции, электрический пробой которой может привести к тяжелым последствиям.

В связи с этим целью работы является выполнение анализа пространственно-временных характеристик искрового разряда в жидком азоте в магнитогидродинамическом приближении в течение времени выделения в плазменном канале электрической энергии.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ИСКРОВОГО РАЗРЯДА В ЖИДКОМ АЗОТЕ

Упрощенная схема установки для электроразрядной обработки материалов в условиях криогенных температур [5] представлена на рис. 1. Ее основными элементами являются импульсный источник энергии (ИИЭ) 1; рабочая камера 2, в которой непосредственно расположена разрядная камера 3 со стержневым электродом 4 и электродом-классификатором 6; сосуды Дьюара 7, 10, датчик уровня жидкого азота 11; насос 12.

Электроразрядные процессы в жидкости характеризуются формированием плазменного канала в результате электрического пробоя межэлектродного промежутка, в который вводится энергия накопителя [4, 6]. Она расходуется на повышение внутренней энергии плазмы и преобразуется в механическую работу, совершаемую ударной волной и движением среды, нагрев среды и световое излучение плазмы. Длительность времени ввода электрической энергии в плазму определяется параметрами разрядного контура и для характерных режимов разряда составляет приблизительно $10^{-6} \dots 10^{-4}$ с. Расширяясь в жидкости, плазменный канал после окончания диссипации в нем электрической энергии трансформируется в пульсирующую с затуханием парогазовую полость.

В данной работе рассмотрен важный практический случай электрического разряда в камере, имеющей осевую симметрию (рис. 1). Известно, что характеристики канала разряда в жидкостях и плотных газах распределены в пространстве неравномерно [6, 7-9]. В публикациях прошлых лет [6] отмечается, что удельная электропроводность плазмы, осредненная по сечению канала электрического разряда, существенно выше, чем рассчитанная по значениям измеренной поверхностной температуры. Поэтому для анализа

© К.В. Дубовенко

интегральных и пространственно-временных характеристик искровых разрядов целесообразно применение приближения магнитной гидродинамики.

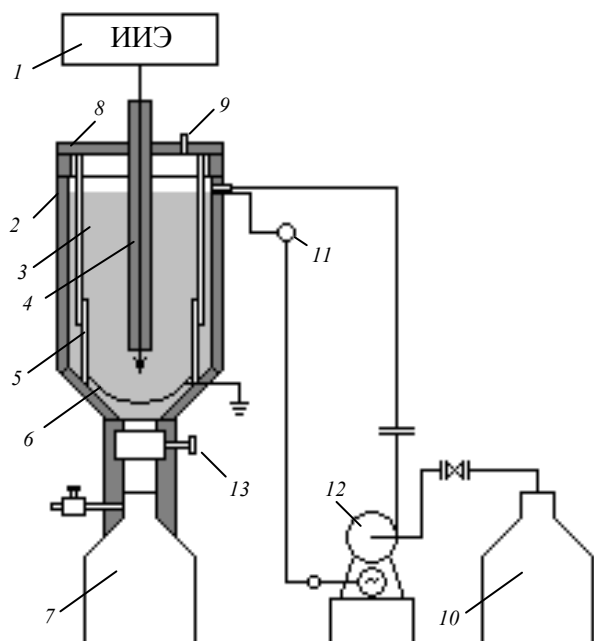


Рис. 1. Установка для электроразрядной обработки материалов в условиях криогенных температур: 1 – импульсный источник энергии; 2 – рабочая камера; 3 – разрядная камера; 4, 6 – электроды; 5 – цилиндрическое кольцо; 7, 10 – сосуды Дьюара; 8 – крышка; 9 – выходной патрубок; 11 – датчик уровня жидкого азота; 12 – насос; 13 – вентиль

В соответствии с ним математическая модель, описывающая электроразрядные процессы, состоит из трех основных групп уравнений: уравнений электромагнитного поля, гидродинамики и термодинамики. Такой подход позволяет корректно учесть взаимодействие электромагнитных, гидродинамических и тепловых процессов, сопровождающих импульсное преобразование энергии в конденсированной среде, заполняющей разрядную камеру.

Если длина канала разряда намного превышает его радиус, процессы в межэлектродном промежутке можно считать одномерными. Схема замещения разрядного контура установки в этом случае имеет вид, представленный на рис. 2, где C – емкость конденсаторной батареи; R, L – активное сопротивление и паразитная индуктивность контура, когда он находится в короткозамкнутом состоянии. Вдоль оси камеры расположены электроды. Стенка камеры служит обратным токопроводом, образуя вместе с межэлектродным промежутком коаксиальную конструкцию.

В связи с этим, уравнения электродинамики, записанные в лагранжевых координатах без учета токов смещения, имеют вид

$$i = \rho \frac{\partial(rH)}{\partial s}, \quad \mu_0 \frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{H}{\rho r} \right) = \frac{\partial E}{\partial s}, \quad (1)$$

где i – плотность тока; t – время; ρ – плотность среды; E, H – напряженности электрического и магнитного поля; r – пространственная координата; s – лагранжева массовая координата ($ds = \rho r dr$); μ_0 – магнитная постоянная, t – время.

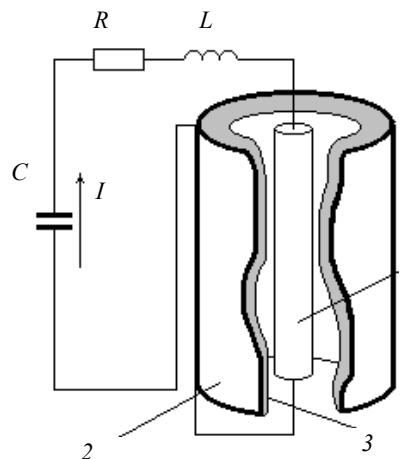


Рис. 2. Схема замещения разрядного контура с емкостным накопителем энергии: 1 – канал разряда; 2 – обратный токопровод; 3 – внутренняя стенка разрядной камеры

Взаимная связь между характеристиками электромагнитного поля и свойствами среды выражается законом Ома в дифференциальной форме, уравнениями для плотности электромагнитной силы f , действующей на элемент объема плазмы, и для удельной объемной мощности q тепловых источников в пересчете на единицу массы:

$$i = \sigma E, \quad f = \frac{\mu_0 i H}{\rho}, \quad q = \frac{i E}{\rho}, \quad (2)$$

где σ – удельная электропроводность среды.

Для описания движения среды в межэлектродном промежутке применены законы сохранения массы и количества движения

$$\frac{\partial}{\partial t} \left(\frac{1}{\rho} \right) = \frac{\partial}{\partial s} (rv), \quad \frac{\partial v}{\partial t} = -r \frac{\partial p}{\partial s} + f, \quad v = \frac{\partial r}{\partial t}, \quad (3)$$

где v – скорость; p – давление.

Влияние гидродинамических процессов на электродинамические проявляется через движение среды, которое с одной стороны определяет динамику изменения радиуса токопроводящей области, плотность тока и температуру плазмы, а с другой – влияет на плотность среды, и в конечном итоге, на удельную электропроводность плазмы.

Закон сохранения энергии представляет собой уравнение баланса энергии по видам: механической, электромагнитной, тепловой, излучения

$$\frac{\partial \varepsilon}{\partial t} = -p \frac{\partial(rv)}{\partial s} + q - \frac{\partial(rW)}{\partial s} - Q_V, \quad (4)$$

где ε – внутренняя энергия; W – суммарный тепловой поток; Q_V – объемные потери энергии излучением.

Суммарный тепловой поток в лагранжевых координатах определяется выражением

$$W = -\chi \rho r \frac{\partial T}{\partial s}, \quad (5)$$

где $\chi = \chi_s + \chi_m + \chi_R$ – удельная теплопроводность, определяемая суммой удельной электронной χ_s , молекулярной χ_m и лучистой χ_R теплопроводности соответственно.

Излучением плазмы электрического разряда в сплошных средах нельзя пренебрегать уже при температурах $T > 10^4$ К и давлениях $p > 10^5$ Па. В противном случае это приводит к завышению расчетной темпера-

туры в несколько раз. Для разрядов в жидкости характерна высокая оптическая плотность плазмы во всем спектре частот излучения [6, 7]. В этом случае справедливо приближение лучистой теплопроводности [8]

$$\chi_R = \frac{16}{3} \sigma_B T^3 l_R, \quad (6)$$

где σ_B – постоянная Стефана-Больцмана; l_R – средняя длина свободного пробега по Росселанду.

Если вследствие расширения плотность плазмы уменьшается на несколько порядков величины, средняя длина свободного пробега l_R становится больше радиуса канала и плазма начинает излучать из всего объема. В этом случае объемные потери энергии излучением в пересчете на единицу массы плазмы учитываются соотношением

$$Q_V = \frac{\sigma_B T^4}{\rho l_R}. \quad (7)$$

Эти уравнения дополняются обобщенным в данной работе с использованием известных данных [10-13] широкодиапазонным уравнением состояния азота вида

$$p = p(\rho, T), \quad \varepsilon = \varepsilon(\rho, T). \quad (8)$$

Диапазон изменения термодинамических параметров ρ , T в (8) охватывает всю область состояний азота: от конденсированного до плазменного. При разработке обобщенного уравнения состояния в работе использовались данные термодинамических функций и коэффициентов переноса азота в конденсированном [10, 11], газообразном [11] и плазменном [13] состояниях. Средняя квадратичная ошибка аппроксимации данных составила (3...4 %).

Уравнения (1) – (8) дополнены соотношениями для коэффициентов теплопроводности и удельной электропроводности [12, 13] в зависимости от плотности и температуры.

$$\chi = \chi(\rho, T), \quad \sigma = \sigma(\rho, T). \quad (9)$$

В плазменной области состояний азота зависимости (9) задавались в расчетах интерполяцией табличных данных [13] с учетом неидеальности плотной низкотемпературной плазмы при высоких давлениях (до 10^9 Па) и температурах (до 10^5 К).

Сопротивление плазмы канала разряда R_K определяется с использованием соотношения

$$R_K = l \int_0^{r_K} \frac{\sigma \cdot r}{2\pi} dr, \quad (10)$$

где r – пространственная координата; r_K – радиус канала, определяемый в расчетах размерами области электропроводной плазмы; σ – удельная электропроводность среды.

В разработанной модели уравнения магнитной гидродинамики дополнены соответствующими постановке задачи граничными условиями.

В общем случае пространственно-временные процессы в межэлектродном промежутке рассматриваются в области $0 < r < r_T$, где координата $r = 0$ соответствует положению оси канала и разрядной камеры, а $r = r_T$ – границе разрядной камеры, выбираемой из условия ее недостижимости возмущениями среды за интересующее время разряда.

В связи с этим краевые условия для уравнений электромагнитного поля (1) на оси и на стенке разрядной камеры (рис. 2) имеют вид

$$H(0, t) = 0, \quad H(r_T, t) = I(t)/(2\pi r_T), \quad (11)$$

где I – ток канала разряда.

Значение тока в (11) определяется совместным решением уравнений электромагнитного поля с уравнениями внешней электрической цепи [12].

$$\oint Edm = -\frac{\mu_0 l}{2\pi} \frac{d}{dt} \left[I(t) \ln \frac{r_T}{r_k(t)} \right], \quad (12)$$

где m – замкнутый контур интегрирования [14].

В связи с этим краевые условия для уравнений (3) математической модели заданы в виде

$$v(0, t) = 0, \quad v(r_T, t) = 0. \quad (13)$$

Аналогично граничные условия по тепловому потоку определяются выражениями

$$W(0, t) = 0, \quad W(r_T, t) = 0. \quad (14)$$

Таким образом, система уравнений (1) – (14) является математической моделью электрического разряда, учитывающей пространственно-временное развитие процессов в разрядной камере, заполненной жидким азотом. Решение системы (1) – (14) выполнено конечно-разностным методом раздельных прогонов [14].

Следует отметить, что перед изучением пространственно-временных процессов электрического разряда в жидком азоте рассмотренный подход был использован для исследования характеристик электрического разряда в воде [8, 9] как конденсированной среде, в которой процессы электрического разряда экспериментально изучены более глубоко. Получено хорошее согласие результатов численного моделирования с экспериментальными данными.

РЕЗУЛЬТАТЫ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ

Численно моделировались пространственно-временные процессы электрического разряда в жидком азоте в условиях, соответствующих параметрам электроразрядной установки [6]. Режимы электрического разряда, изученные в этой публикации, являются характерными для разрядно-импульсной обработки материалов. Это также позволяет количественно сравнить характеристики электрического разряда в жидком азоте с характеристиками подводного электрического разряда, полученными в [8, 9], что представляет интерес для оценки эффективности реализации технологического процесса при криогенных температурах. Параметры разрядного контура установки заданы следующими: емкость конденсаторной батареи – $6 \cdot 10^{-6}$ Ф; начальное напряжение на ней – $2 \cdot 10^4$ В; паразитная индуктивность разрядного контура – $1,1 \cdot 10^{-6}$ Гн; суммарное сопротивление разрядника в открытом состоянии и шин кабельно-коллекторного тракта разрядного контура – $2 \cdot 10^{-3}$ Ом; длина межэлектродного промежутка – $4,5 \cdot 10^{-2}$ м; радиус разрядной камеры – $1,5 \cdot 10^{-1}$ м. При таких параметрах конденсаторной батареи энергия, запасенная в ней, имеет значение 1200 Дж. Полагалось, что канал разряда цилиндрической симметрии инициировался электрическим взрывом тонкого металлического проводника диаметром менее 10^{-5} м. В этом случае энергия электрического взрыва пренебрежимо мала по сравнению с полной энергией, выделяющейся в электродной системе за время разряда, а количество металла настолько незначительно, что не может существенно повлиять на характеристики плазмы в межэлектродном промежутке. В качестве начальных были заданы также следующие условия: плотность жидкого азота при атмосферном давлении и температуре $T = 70$ К составляла $\rho = 838,6$ кг·м⁻³, начальный радиус плазменного канала разряда $r_{k0} = 10^{-4}$ м, его начальная температура $T_{k0} = 2 \cdot 10^4$ К, плотность $\rho_{k0} = 83,86$ кг·м⁻³.

Соответствие воспроизведения разработанным численным кодом уравнения состояния азота (8) в широком диапазоне термодинамических параметров при изменении состояния вещества от конденсированного до плазменного следует из p - ρ -диаграммы, представленной на рис. 3.

Интегральные характеристики электрического разряда – ток, напряжение на межэлектродном промежутке, напряжение на конденсаторной батарее, энергия, выделившаяся в разрядной камере, представлены на рис. 4. При заданных параметрах разрядного контура расчетная амплитуда тока составляет $3,42 \cdot 10^4$ А. Длительность первого периода разряда равна $1,82 \cdot 10^{-5}$ с. Энергия, выделившаяся в межэлектродном промежутке в течение этого времени, имеет значение 720 Дж, что составляет 60 процентов от значения энергии, запасенной в конденсаторной батарее. В результате импульсного выделения энергии в канале разряда температура плазмы повышается, что в свою очередь, приводит к увеличению давления, формированию и распространению в окружающее плазменный канал пространство ударной волны.

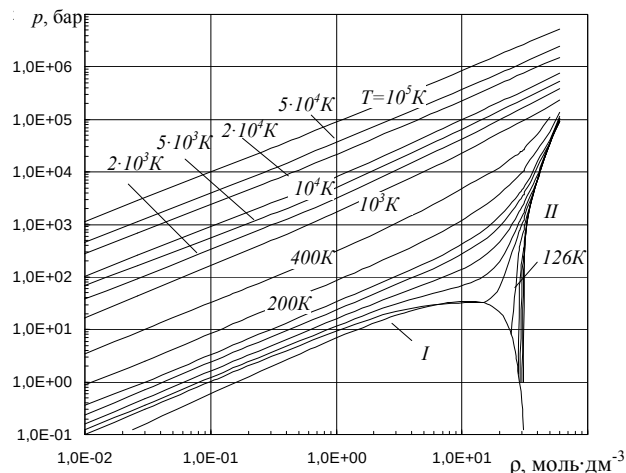


Рис. 3. Результаты тестирования математической модели.
Широкодиапазонное уравнение состояния:
I – фазовая граница жидкость-пар;
II – ударная адиабата

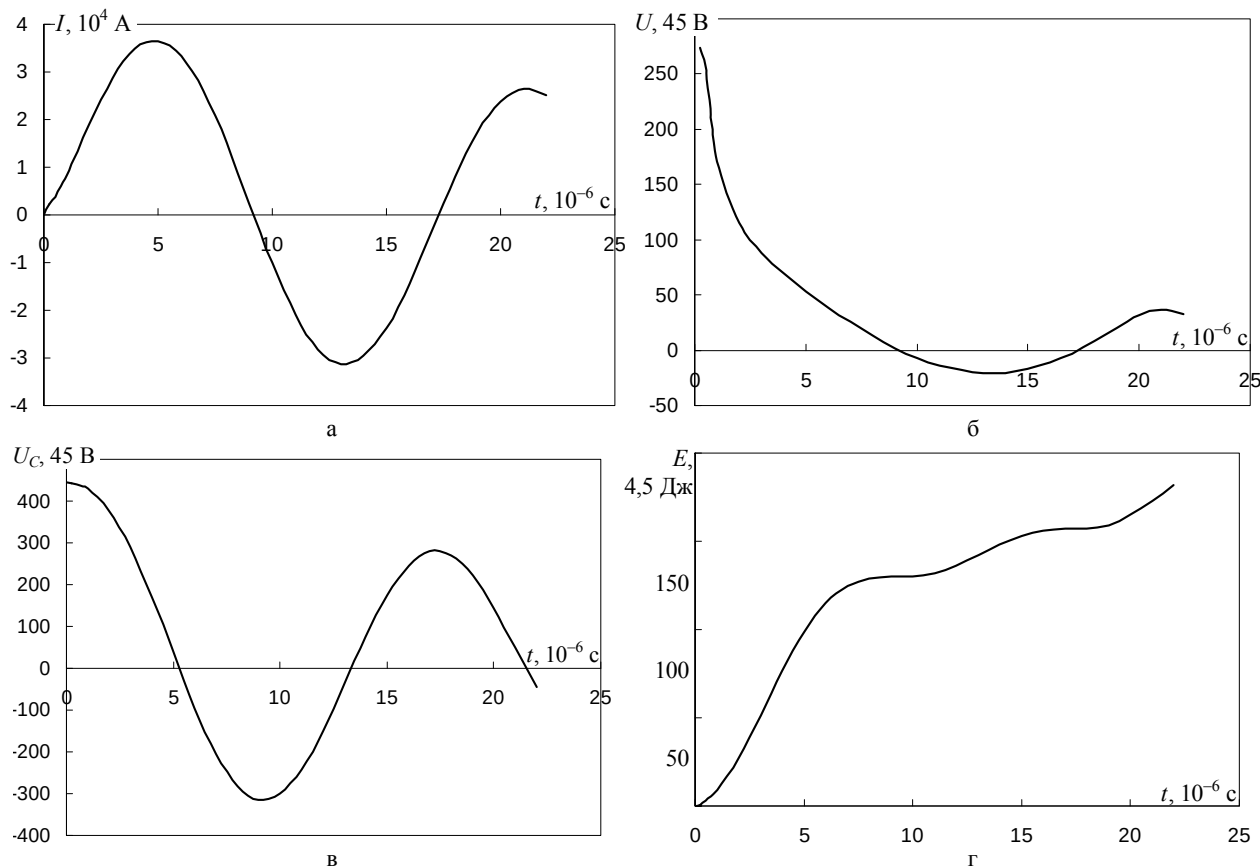


Рис. 4. Интегральные характеристики разряда в жидком азоте: а) ток разряда; б) напряжение на межэлектродном промежутке; в) напряжение на конденсаторной батарее; г) энергия, введенная в межэлектродный промежуток

Особенностью выполненного численного анализа с использованием полностью консервативной разностной схемы [14], является возможность моделирования пространственно-временных характеристик разряда в условиях, когда плотность среды в межэлектродном промежутке изменяется в очень широких пределах (на три-четыре порядка). В качестве примера на рис. 5 представлено пространственное распределение температуры (а) и плотности тока (б) в плазме канала электрического разряда в жидком азоте в

последовательные моменты времени после инициирования межэлектродного промежутка

Температура плазмы на оси канала к третьей микросекунде после начала разряда достигает максимального значения $T = 5,7 \cdot 10^4$ К. Далее, с течением времени, значение температуры плазмы постепенно уменьшается до $T = 3,26 \cdot 10^4$ К в момент времени $t = 1,8 \cdot 10^{-5}$ с, что обусловлено расширением токопроводящей области, уменьшением значений плотности тока (рис. 5,б) и удельной объемной мощности.

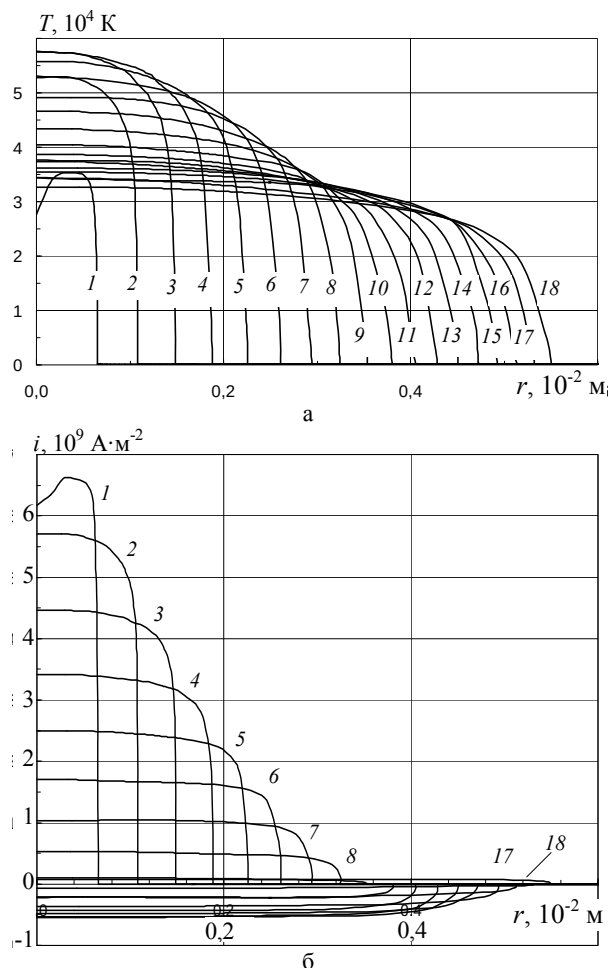


Рис. 5. Пространственно-временное распределение температуры плазмы (а) и плотности тока (б) в канале разряда в последовательные моменты времени от $t = 10^{-6}$ с (кривая 1) до $18 \cdot 10^{-6}$ с (кривая 18) с шагом $\Delta t = 10^{-6}$ с

Отрицательным значениям плотности тока на рис. 5,б соответствуют моменты отрицательной полу волны тока разряда. Следует отметить, что характеристики электрического разряда распределены в пространстве неравномерно. Полученные в данной работе расчеты позволяют по распределению плотности и температуры определить длину свободного пробега излучения, которая при заданных параметрах существенно меньше радиуса канала разряда и поэтому аналогично разрядам в плотных газах и воде [8, 16] канал разряда излучает с поверхности, а не из объема. Таким образом, температура на оси плазменного канала оказывается в 2...3 раза более высокой, чем температура плазмы у его границы.

Характер распределения плотности среды в объеме разрядной камеры в последовательные моменты времени от первой до восемнадцатой микросекунды с интервалом в одну микросекунду представлен на рис. 6,а.

За указанное время переходного процесса радиус плазмы канала разряда увеличивается до 5,25 мм, а плотность жидкого азота возрастает от $838,6 \text{ кг} \cdot \text{м}^{-3}$ в невозмущенном состоянии при атмосферном давлении до $975 \text{ кг} \cdot \text{м}^{-3}$ на фронте ударной волны в первую микросекунду разряда с постепенным уменьшением по мере движения ударной волны в направлении от оси разрядной камеры к ее стенке. Более подробный характер распределения плотности по радиусу плазменного канала изображен на рис. 5,б. Следует отме-

тить, что к пятнадцатой микросекунде после начала разряда вследствие расширения канала разряда под действием высокого давления плотность плазмы азота на оси канала уменьшается до значения близкого $0,85 \text{ кг} \cdot \text{м}^{-3}$, что практически в тысячу раз меньше плотности жидкого азота в невозмущенном состоянии.

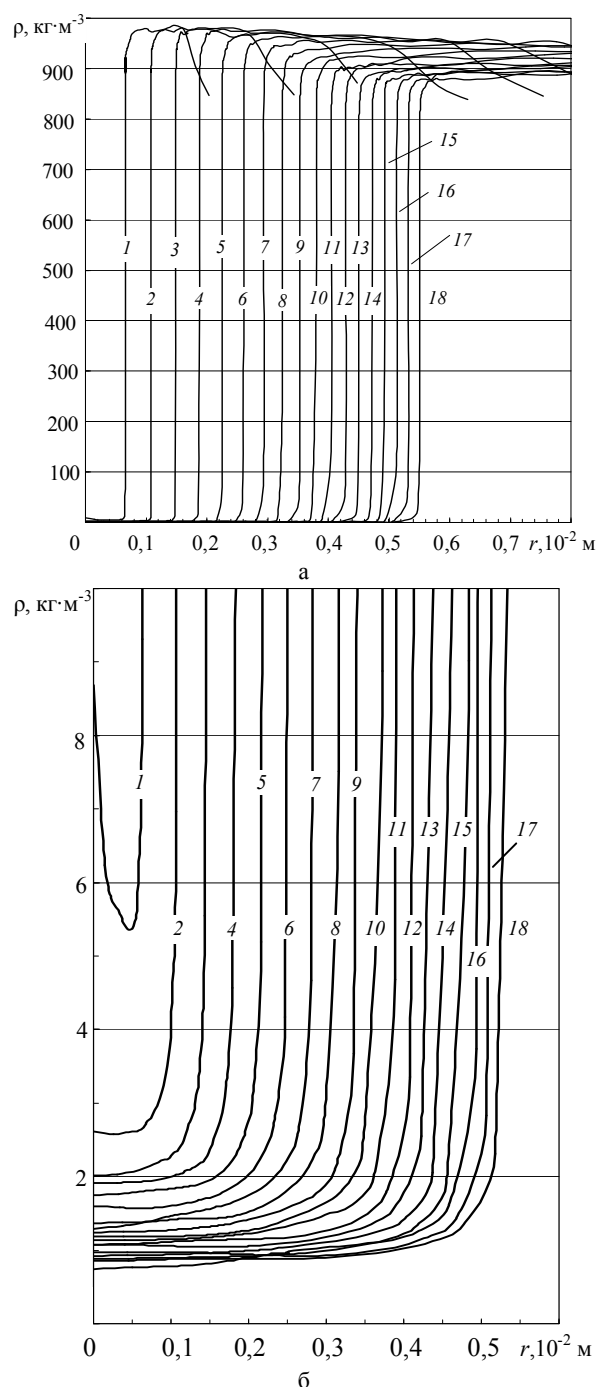


Рис. 6. Распределение плотности в объеме: а) разрядной камеры; б) плазмы канала разряда

Характер распределения давления в объеме разрядной камеры в процессе импульсного ввода энергии в плазменный канал изображен на рис. 7.

Давление на оси плазменного канала при заданных параметрах разрядного контура и начальных условиях уменьшается от $2,1 \cdot 10^8$ Па в первую микросекунду разряда до $3 \cdot 10^7$ Па к восемнадцатой микросекунде. Рис. 7 также позволяет судить об уменьшении давления на фронте ударной волны и интенсивности

ее движения в жидком азоте в течение расчетного времени электрического разряда.

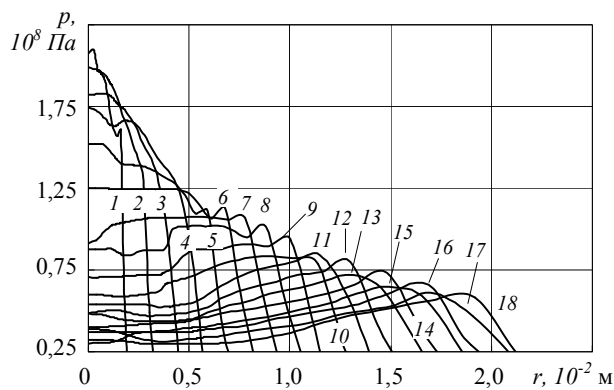


Рис. 7. Распределение давления по радиусу разрядной камеры в различные моменты времени (обозначения те же, что и на рис. 6)

ВЫВОДЫ

В приближении нестационарной магнитной гидродинамики реализована математическая модель электрического разряда в жидком азоте и исследованы важные для практического применения интегральные и пространственно-временные характеристики разряда.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Tabuchi M., Kaneko Ya., Iwasaki H. Synthesis of titanium nitride powder by spark discharge process in liquid nitrogen. *Journal of the Ceramic Society of Japan*, 1990, vol.98, no.12, pp. 1296-1301.
2. Filatov G.P., Soloviev M.A., Kuretz V.I. Destruction of polymers in liquid nitrogen by the electrical discharge. 14th Symposium on high current electronics. Tomsk, HCEI Publ., 2006, pp. 434-436.
3. Kuskova N.I., Dubovenko K.V., Petrichenko S.V., Tsolin P.L., Chaban S.O. Electrodischarge technology and equipment to produce new carbon nanomaterials. *Surface engineering and applied electrochemistry*, 2013, vol.49, no.3, pp. 35-42.
4. Юферов В.Б., Озеров А.Н., Винников Д.В., Буравиллов И.В., Пономарев А.Н. Электроимпульсное измельчение эластичных материалов в среде жидкого азота // *Вісник НТУ "ХП"*. – 2012. – №52 (958). – С. 202-209.
5. Коновалов К.Б. Процессы синтеза и измельчения сверхмолекулярных полимеров высших α -олефинов и аппараты для их реализации. Автореф. на соискание уч. степ. канд. техн. наук (специальность 05.17.08 – Процессы и аппараты химических технологий). – Томск: Нац. исслед. Томский политехн. ун-т. – 2013. – 20 с.
6. Швеиц И.С. К определению удельной электропроводности плазмы подводного искрового разряда // *Теплофизика высоких температур*. – 1980. – Том 18. – №1. – С. 1-8.
7. Дубовенко К.В. Взаимодействие ударных волн с плазмой канала сильнотокового разряда в камере высокого давления // *Журн. техн. физики*. – 1992. – Т.62. – №6. – С. 83-93.
8. Dubovenko K.V. Allowance for the interaction between the underwater electric discharge channel plasma and the shock wave reflected from the chamber's wall. *Surface engineering and applied electrochemistry*, 2013, vol.49, no.1, pp. 28-35.
9. Дубовенко К.В. Численное моделирование пространственно-временных характеристик подводного электрического разряда // *Электротехника і електромеханіка*. – 2010. – №1. – С. 38-42.
10. Сычев В.В., Вассерман А.А., Козлов А.Д., Спиридонов Г.А., Цымарный В.А. Термодинамические свойства азота. – М.: Изд-во стандартов, 1977. – 352 с.
11. Азот. Коэффициенты динамической вязкости и теплопроводности при температурах 65-1000 К и давлениях от состояния разреженного газа до 200 МПа: ГСССД 89-85.

Таблицы стандартных справочных данных. – М.: Изд-во стандартов, 1986. – 21 с.

12. Span R., Lemmon E.W., Jacobson R.T., Wagner W., Yokozeki A.A. Reference equation of state for the thermodynamic properties of nitrogen for temperatures from 63.151 to 1000 K and pressures to 2200 MPa. *J. Phys. Chem. Ref. Data*, 2000, vol.29, no.6, pp. 1361-1433.

13. Калиткин Н.Н., Кузьмина Л.В., Рогов В.С. Таблицы термодинамических функций и транспортных коэффициентов плазмы. – М.: Ин-т прикл. матем. АН СССР. – Препринт №34. – 112 с.

14. Самарский А.А., Попов Ю.П. Разностные методы решения задач газовой динамики. – М.: Наука, 1980. – 352 с.

REFERENCES: 1. Tabuchi M., Kaneko Ya., Iwasaki H. Synthesis of titanium nitride powder by spark discharge process in liquid nitrogen. *Journal of the Ceramic Society of Japan*, 1990, vol.98, no.12, pp. 1296-1301. 2. Filatov G.P., Soloviev M.A., Kuretz V.I. Destruction of polymers in liquid nitrogen by the electrical discharge. 14th Symposium on high current electronics. Tomsk, HCEI Publ., 2006, pp. 434-436. 3. Kuskova N.I., Dubovenko K.V., Petrichenko S.V., Tsolin P.L., Chaban S.O. Electrodischarge technology and equipment to produce new carbon nanomaterials. *Surface engineering and applied electrochemistry*, 2013, vol.49, no.3, pp. 35-42. 4. Yufarov V.B., Ozerov A.N., Vinnikov D.V., Buravilov I.V., Ponomarev A.N. Elektroimpul'snoe izmel'chenie elastichnykh materialov v srede zhidkogo azota. *Bulletin of NTU "KhPI"*, 2012, no.52(958), pp. 202-209. 5. Konovalev K.B. *Processy sinteza i izmel'cheniya sverhmolekulyarnykh polimerov vysshih α -olefinov i apparaty dlya ih realizatsii*. Avtoref. diss. kand. tehn. nauk. Tomsk, 2013. 20 p. 6. Shvets I.S. K opredeleniyu udel'noy elektroprovodnosti plazmy podvodnogo iskrovogo razryada. *Teplofizika vysokikh temperatur*, 1980, vol.18, no.1, pp. 1-8. 7. Dubovenko K.V. Vzaemodejstvie udarnykh voln s plazmoy kanala sil'notochnogo razryada v kamere vysokogo davleniya. *Zhurnal. tekhnicheskoy fiziki*, 1992, vol.62, no.6, pp. 83-93. 8. Dubovenko K.V. Allowance for the interaction between the underwater electric discharge channel plasma and the shock wave reflected from the chamber's wall. *Surface engineering and applied electrochemistry*, 2013, vol.49, no.1, pp. 28-35. 9. Dubovenko K.V. Numerical simulation of the underwater spark discharge spatial and temporal characteristics. *Electrical engineering & electromechanics*, 2010, no.1, pp. 38-42. 10. Sychev V.V., Vasserman A.A., Kozlov A.D., Spiridonov G.A., Cymarny V.A. *Termodinamicheskie svoystva azota*. Moscow, Izd-vo standartov Publ., 1977. 352 p. 11. *Azot. Koefitsienty dinamicheskoy v'yazkosti i teploprovodnosti pri temperaturah 65-1000 K i davleniyah ot sostojaniya razrezhennogo gaza do 200 MPa: GSSSD 89-85. Tablicy standartnykh spravochnykh dannyyh*. Moscow, Izd-vo standartov Publ., 1986. 21 p. 12. Span R., Lemmon E.W., Jacobson R.T., Wagner W., Yokozeki A.A. Reference equation of state for the thermodynamic properties of nitrogen for temperatures from 63.151 to 1000 K and pressures to 2200 MPa. *J. Phys. Chem. Ref. Data*, 2000, vol.29, no.6, pp. 1361-1433. 13. Kalitkin N.N., Kuz'mina L.V., Rogov V.S. *Tablicy termodinamicheskikh funktsij i transportnykh koefitsientov plazmy*. Moscow, Applied Mathematics Institute of AN USSR, Preprint no.34. 112 p. 14. Samarskiy A.A., Popov Ju.P. *Raznostnye metody resheniya zadach gazovoy dinamiki*. Moscow, Nauka Publ., 1980. 352 p.

Поступила (received) 23.10.2013

Дубовенко Константин Викторович, д.т.н., доц.,
Николаевский национальный аграрный университет,
54020, Николаев, ул. Парижской Коммуны, 9,
тел/phone +38 0512 341082,
e-mail: dubovenko2010@gmail.com

K.V. Dubovenko

Mykolayiv National Agrarian University
9, Paryzka Komuna Str., Mykolayiv, 54020, Ukraine

Numerical simulation of spark discharge characteristics in liquid nitrogen.

In MHD approximation, a mathematical model of spark discharge in liquid nitrogen is worked out on the basis of data generalization pertaining to thermodynamical functions and mass-transfer coefficients in a wide parameter range. The results obtained are used for analysis of both integral and spatial-temporal discharge characteristics important for practical application.

Key words – spark discharge, liquid nitrogen, spatial and temporal characteristics.

ФАКТОР ВРЕМЕНИ В СТРАТЕГИИ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЕТЕЙ

У статті розглянуті питання оптимізації параметричного ряду перерізів дротів, як основи уніфікації повітряних ліній в стратегії удосконалення електричних мереж, що дозволяє при проектуванні враховувати зміну навантажень і прогнозувати економічно доцільні параметри через певну кількість років, і, відповідно, коригує чинник часу в регламенті реконструкцій.

В статье рассмотрены вопросы оптимизации параметрического ряда сечений проводов, как основы унификации воздушных линий в стратегии усовершенствования электрических сетей, что позволяет при проектировании учитывать изменение нагрузок и прогнозировать экономически целесообразные параметры через определенное количество лет, и, соответственно, корректирует фактор времени в регламенте реконструкций.

ВВЕДЕНИЕ

Функционирование электроэнергетической отрасли в условиях рынка двухсторонних договоров и балансирующего рынка электроэнергии (РДДБ) [1] требует новых научных подходов в развитии электрических сетей (ЭС) и прогнозировании электрических нагрузок.

ЭС представляют сложную динамическую систему, на режимы функционирования которой влияют научно-технического прогресс и экономическая политика в стране. Одним из взаимосвязывающих факторов является фактор времени. Этот фактор определяет как техническую, так и экономическую целесообразность реконструкции и ремонта объектов ЭС.

Поэтому, при рассмотрении вопросов стратегии усовершенствования ЭС в условиях РДДБ еще на стадии проектирования, в определенной степени, должен решаться вопрос прогнозирования сроков и периодичности реконструкции её объектов.

При решении подобного рода вопросов целесообразно руководствоваться системой иерархически построенных и взаимосвязанных технико-экономических моделей разных функциональных уровней, но стратегия поиска осложняется неопределенностью информации.

Одним из ответственных элементов ЭС, которые функционируют в условиях неопределенности информации, являются воздушные линии (ВЛ). Таким образом, вопрос прогнозирования сроков и периодичности их реконструкции, под которым понимают время замены проводов одного сечения другим с целью повышения эффективности функционирования ЭС и улучшения качества электрической энергии является актуальным в условиях РДДБ.

Реализация этих проблем связана с задачами, которые должны не только определять экономически целесообразные параметры и режимы работы как ВЛ, так и ЭС в целом на сегодняшний день, но также и учитывать перспективы их развития, которые характеризуются изменением электрических нагрузок.

АНАЛИЗ ПОСЛЕДНИХ ПУБЛИКАЦИЙ

Как показал анализ научных информационных источников, одним из путей усовершенствования ЭС является унификация [2]. Чтобы построить общую методику унификации в целом, необходимо выявить целесообразное сокращение типоразмеров конструктивных элементов ЭС с учетом фактора времени.

Выбор направления зависит от вида подкласса к которому относится функция цели. Обычно технико-экономические задачи в электроэнергетической отрасли описываются с помощью полиномиальных уравнений нескольких переменных с учетом технических требований к этим переменным.

В каждом конкретном случае выделение "главного критерия" и построение системы ограничений связано с условиями задачи, с тактикой и методикой ее реализации [2].

Для реализации вопросов, связанных с усовершенствованием ЭС, в состав которых входят и ВЛ, используются следующие методы [3-5]:

- прямой счет (нормативные методы);
- методы выравнивания динамических рядов (методы формальной экстраполяции);
- корреляционные методы;
- компаративные методы (методы сравнения, аналогий);
- методы экспертной оценки.

Выбор того или иного метода решения зависит в первую очередь от класса функционала и ограничений, которые присутствуют в конкретной задаче. В связи с этим существующие задачи в зависимости от вида функции цели и ограничений делят на пять основных типов [5-7]:

- задачи линейного программирования;
- задачи нелинейного программирования;
- задачи дискретного программирования;
- задачи динамического программирования;
- задачи стохастического программирования.

На сегодняшний день наиболее разработанными являются алгоритмы линейного программирования, реализующие линейные программы с линейными ограничениями [6, 7]. Основным достоинством данного метода является то, что он достаточно эффективен для реализации задач с большим числом переменных. Применимость того или иного метода, как уже отмечалось, зависит от того класса задач, реализация которых наиболее эффективна в данном случае.

Все перечисленные методы обладает существенным недостатком. Они не особенно эффективны, исключая линейное программирование, для реализации задач большой размерности и при неопределенной информации.

Если речь идет о краткосрочном прогнозировании, когда имеется достаточно полная информация, могут использоваться нормальные и корреляционные методы, а так же методы экстраполяции для прогнозирования на средний и длительный периоды [3-5].

С течением времени, когда достоверность информации уменьшается, что приводит к неопределенности информации, применяются укрупненные показатели и число используемых методов сокращается.

Из практики известно, что темпы нагрузок не остаются неизменными во времени. Следовательно, темп изменения экспоненциальной функции при изменении фактора времени t не остается постоянным, а это значит, что он может, как нарастать, так и уменьшаться. Поэтому выбор методов прогнозирования на различные периоды зависит от наличия и достоверности исходной информации, а так же от влияющих факторов. Одним из факторов, который оказывает влияние на изменения в ЭС и приводит к неопределенности информации, является так же фактор времени.

В условиях неопределенности информации при анализе объектов ЭС необходимо использовать обобщающие методы, базирующиеся на основе теории подобия, математического программирования и моделирования [4-7].

К одному из таких направлений относится критериальный метод, разработанные алгоритмы которого позволяют количественно описать оптимальные технико-экономические связи объекта и провести их комплексное исследование, как при известной, так и неопределенной информации [5-7].

Достоинством критериального метода является:

- определение оптимальных значений функции цели;
- параметров оптимизации;
- оценка устойчивости функции к изменению параметров в диапазоне точки минимума;
- исследование чувствительности решения задачи при изменении исходной информации [6,7].

Цель статьи – рассмотреть вопросы оптимизации параметрического ряда сечений проводов, как основы унификации воздушных линий в стратегии усовершенствования электрических сетей, что позволит при проектировании учитывать изменение нагрузок, прогнозировать экономически целесообразные параметры через определенное количество лет и, соответственно, скорректирует фактор времени в регламенте реконструкций.

ОСНОВНЫЕ МАТЕРИАЛЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

В последнее время наблюдается тенденция к расширению использования унифицированных (стандартизованных) элементов ВЛ в вопросах проектирования и эксплуатации ЭС. Эффективность унификации в наибольшей степени проявляется в условиях системного подхода к организации функционирования ВЛ. Очевидно, что такой подход обеспечивает:

- сокращение сроков разработки и сооружения ВЛ за счет использования ограниченного числа опор, фундаментов, марок проводов, изоляции и арматуры;
- проведение качественного контроля надежности при их изготовлении;

- уменьшение ошибок персонала при строительстве и эксплуатации ВЛ;
- сокращение эксплуатационного запаса отдельных элементов ВЛ;
- снижение стоимости сооружения ВЛ, за счет конкуренции между отдельными изготовителями элементов ВЛ [2].

В качестве основы для унификации ВЛ целесообразно использование унифицированной шкалы сечений проводов.

Полученные характеристики унификации шкалы сечений проводов ВЛ [2] научно обосновывают основу методики унификации. При этом из нескольких вариантов ВЛ необходимо выбрать такой, который удовлетворит условие экономической целесообразности выбираемого объекта с учетом фактора времени.

Задача упрощается, если анализ всевозможных вариантов производить целенаправленно. Для этого необходимо выбрать базис. Формирования базиса унификации сводится к исследованиям сечений проводов ВЛ в зависимости от климатических и нагрузочных характеристик с учетом фактора времени. Например, в качестве базисной можно использовать ВЛ с сечением из унифицированной шкалы, которое наиболее часто встречается в ВЛ того или иного класса напряжения.

Научные исследования с целью получения относительных темпов изменения нагрузок ВЛ на основании статистической обработки позволили получить результаты, которые показали, что наиболее приемлемый коэффициент нарастания шкалы сечений проводов близкий к 2. Приняв данную информацию за основу, было получено значение сечений проводов для разных классов напряжения, что позволяет решить одну из задач унификации ВЛ, как составной части стратегии усовершенствования ЭС в условиях РДЦБ [2].

Задачи унификации ВЛ относятся к технико-экономическим задачам в электроэнергетической отрасли.

При решении подобного рода задач в электроэнергетической отрасли критериальным методом [6,7] определяются экономически целесообразные значения параметров оптимизации

$$x_{j0} = x(R_a, A_i), \quad (1)$$

$$y_{j0} = e(R_a, A_i), \quad (2)$$

где A_i – обобщенные константы, несущие определенную исходную информацию; R_a – критерии подобия, зависящие от исходной информации.

Интерес представляет рассмотрение динамического процесса в ЭС, связанного с изменением оптимальных параметров в течение времени (с учетом фактора времени).

Исходная информация, участвующая в (1) и (2) в виде обобщенных констант A_i , изменяется во времени.

Если представить исходную информацию с учетом фактора времени, то выражения (1) и (2) будут иметь вид

$$x_{j0}(t) = \prod_{i=1}^{n+1} [A_i(t) / \pi_i(R_a)]^{-\frac{\Delta i}{\Delta}} \quad (3)$$

$$y(x_0, t) = \prod_{i=1}^{n+1} [A_i(t) / \pi_i(R_a)]^{-\frac{\Delta i}{\Delta}} \quad (4)$$

Выделение обобщенных констант, зависящих в свою очередь от фактора времени t , не предполагает введение нового параметра оптимизации и исходной функции цели, поскольку ставится задача определения чувствительности параметров оптимизации с учетом фактора времени. Это позволит учитывать темпы изменения нагрузок при проектировании ЭС, то есть прогнозировать, какими должны быть экономически целесообразные параметры ЭС через определенное количество лет.

Для анализа чувствительности значение параметров оптимизации функции x к изменению данных A_i с учетом фактора времени допустимо выразить относительные их значения через относительные значения коэффициентов A_i

$$x_{j0}^*(t) = \prod_{i=1}^{n+1} \left[\frac{A_i(t)/\pi_i(R_a)}{\pi_i(R_a)} \right]^{\frac{\Delta j}{\Delta}}, \quad (5)$$

$$y(x_0, t) = \prod_{i=1}^{n+1} \left[\frac{A_i(t)/\pi_i(R_a)}{\pi_i(R_a)} \right]^{\frac{\Delta i}{\Delta}}, \quad (6)$$

где $\frac{A_i(t)}{\pi_i(R_a)} = \frac{A_i(t)}{A_{i\delta}(t)}$; $\pi_i(R_a) = \pi_i(R_a)/\pi_{i\delta}(R_a)$.

Полученные выражения позволяют проследить изменение целесообразных значений параметров с учетом фактора времени.

Обоснование решения подобного рода зависит от применяемого метода, математического аппарата, а также от характера и точности описания объекта [5-7].

В качестве инструмента исследований был применен критериальный метод, позволяющий в определенной мере обосновать и параметрический ряд сечений проводов, который влияет как на технические, так и экономические показатели [6, 7].

В отличие от других методов, критериальный метод представляет собой целый комплекс исследований, основными пунктами которого являются:

- поиск экономически целесообразных значений параметров оптимизации, соответствующих наименьшему значению функции цели как с техническими ограничениями, так и без них;
- выявление экономической соразмерности исследуемого объекта, предполагающее определение долей участия каждой составляющей целевой функции в оптимальном варианте;
- исследование устойчивости целевой функции к изменению параметров оптимизации;
- анализ чувствительности функции к изменению исходной информации [6, 7].

Так как исходная информация об исследуемом объекте используется с определенной погрешностью, то при анализе объекта желательно знать, как влияет на функцию цели отклонение параметров оптимизации от своих экономически целесообразных значений. Считают модель устойчивой, если малые отклонения её параметров ведут к незначительным отклонениям функции цели.

При решении технико-экономических задач электроэнергетической отрасли важно знать влияние отклонения информации на экономический вариант.

Задача формулируется достаточно корректно с сохранением физической сущности объекта.

Для исследования чувствительности параметров к изменению информации с учетом фактора времени целевая функция дисконтных затрат имеет вид

$$Z = A_1 x_1 x_2^{-1} + A_2 x_1^2 x_2^{-2} + A_3 x_1^{-2} + A_4 x_2 \dots \quad (7)$$

Коэффициенты A_1, A_2 зависят от фактора времени следующим образом

$$A_1 = \frac{A_1'}{P}, \quad A_2 = \frac{A_2'}{P}, \quad (8)$$

где P – функция изменения плотности нагрузки.

P изменяется по закону

$$P = P_0(1+q)^t, \quad (9)$$

где q – изменение электрической нагрузки; P_0 – начальная плотность нагрузки.

При решении технико-экономических задач критериальным методом большое значение имеет величина отклонения дисконтных затрат от точки условного минимума, определяющая область допустимых изменений оптимизируемых параметров, в пределах которого варианты исследуемого объекта будут экономически однозначны, а исследуемый объект экономически устойчив к изменению этих параметров.

Критериальный метод анализа показал, что в точке минимума (7) будет

$$Z_0 = \left(\frac{A_1}{\pi_1} \right)^{\pi_1} \left(\frac{A_2}{\pi_2} \right)^{\pi_2}, \quad (8)$$

где π_1 и π_2 – критерий подобия, которые получены из систематических процедур критериального метода – $\pi_1=4/5, \pi_2=1/5$.

Учитывая, что сечение провода (F), является одним из основным элементом ВЛ и оптимизация его актуальна, поскольку ЭС будет слабонеоднородной, что улучшает эффективность её функционирования в целом, то значение экономически целесообразных параметров оптимизации функции (8) имеет вид

$$F_0 = \left(\frac{\pi_1 A_2}{\pi_2 A_1} \right)^{0,8}. \quad (9)$$

Если ввести в относительной форме обобщенную постоянную $A'_2=A_2/P^2$ в (9) при условии, что базисное значение обобщенных констант совпадает с действительным значением этих констант A_i , т.е. $A_1 = A'_2 = 1$, тогда

$$F = \left(\frac{A \cdot P^2}{A} \right)^{0,8}, \quad (10)$$

или

$$P(1+q)^t = F^{0,625}. \quad (11)$$

Полученные выражения показывают, как быстро при заданном характере нагрузки происходит изменение относительного значения F .

При этом, если в качестве базисного сечения F_δ принять значение сечения, приходящееся на год строительства и ввода в эксплуатацию ВЛ, а в качестве последующего сечения взять сечение на период реконструкции ВЛ, то отношение

$$\frac{F_2}{F_0} = F \quad (12)$$

представляет собой не что иное как коэффициент нарастания шкалы сечений проводов.

Пусть имеется две разные шкалы сечений, характеризующиеся коэффициентами F_1 и F_2 . Как в первом, так и во втором случае темпы изменения нагрузок будут одинаковыми. Тогда согласно (12)

$$P(1+q)^{t_1} = F^{0,625} \quad (13)$$

и

$$P(1+q)^{t_2} = F^{0,625} \quad (14)$$

Отношения (13) и (14) можно записать в виде

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{\ln F_2}{n F_1} = \text{idem} \quad (15)$$

В данном выражении фактор времени t определяет интервал от начала эксплуатации до первой реконструкции.

Из (13) и (14) следует, что время реконструкции, которое обусловлено пропускной способностью ВЛ и изменением нагрузки q при $P_0 = 1$, так как относится

к началу эксплуатации ВЛ, будет

$$t_0 = 0,625 \frac{\ln F}{\ln(1+q)} \quad (16)$$

Аналогичное получено соотношение

$$\frac{t_2}{t_1} = \frac{\ln 2}{\ln 1,4} = 2 \quad (17)$$

Результаты расчета показали, что срок до необходимой реконструкции увеличивается в 2 раза, если использовать унифицированную шкалу сечений проводов с коэффициентом $F_2 = 2$, что, соответственно,

уменьшает периодичность реконструкций ВЛ.

Таким образом, оптимизация параметрического ряда сечений проводов, являющаяся основой унификации ВЛ, позволяет при проектировании объекта скорректировать фактор времени в регламенте реконструкции.

ВЫВОДЫ

Исследования, представленные в статье, показали, что оптимизация параметрического ряда сечений проводов:

- является основой унификации воздушных линий в стратегии усовершенствования электрических сетей;
- позволяет при проектировании учитывать изменение нагрузок и прогнозировать экономически целесообразные параметры через определенное количество лет, что, соответственно, корректирует фактор времени в регламенте реконструкций.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кириленко О.В., Блинов И.В., Парус С.В. Балансующий рынок электроэнергетики и його математична модель // Технічна електродинаміка. – 2011. – №2. – С. 36-43.
2. Будзко И.А., Астахов Ю.Н., Черемисин Н.М. Унификация воздушных линий электропередачи // Электричество. – 1982. – №2. – С. 1-8.
3. Беляев И.П. Основы теории принятия решений. – М.: МГСУ, 2005. – 375 с.
4. Ларичев О.И. Теории и методы принятия решений. – М.: Логос, 2002. – 392 с.
5. Химельбау Д. Нелинейное программирование. – М.: Мир, 2007. – 267 с.
6. Астахов Ю.Н., Черемисин Н.М., Ильченко Б.М. Критериальный метод и его применение для анализа систем электроснабжения. Учебное пособие. – Харьков: ХИМЭСХ, 1986. – 45 с.
7. Лежнюк П.Д. Аналіз чутливості оптимальних рішень в складних системах критеріальним методом. Монографія. – Вінниця: Універсум-Вінниця, 2003. – 131 с.

REFERENCES: 1. Kyrylenko O.V., Blinov I.V., Parus Ye.V. Balansuiuchyi rynek elektroenerhii i yoho matematychna model. *Technical electrodynamics*, 2011, no.2, pp. 36-43. 2. Budzko I.A., Astahov Ju.N., Cheremisin N.M. Unifikacija vozdushnyh linij elektropredachi. *Elektrichestvo*, 1982, no.2, pp. 1-8. 3. Beljaev I.P. *Osnovy teorii prinjatija reshenij*. Moscow, MGSU Publ., 2005. 375 p. 4. Larichev O.I. *Teorii i metody prinjatija reshenij*. Moscow, Logos Publ., 2002. 392 p. 5. Himel'bau D. *Nelinejnoe programmirovanie*. Moscow, Mir Publ., 2007. 267 p. 6. Astahov Ju.N., Cheremisin N.M., Il'chenko B.M. *Kriterial'nyj metod i ego primenenie dlja analiza sistem elektrosnabzhenija. Uchebnoe posobie*. Kharkov: HIMESH Publ., 1986. 45 p. 7. Lezhniuk P.D. *Analiz chutlyvosti optymalnykh rishen v skladnykh systemakh kryterial'nyy metodom. Monohrafiia*. Vinnytsia, Universum-Vinnytsia Publ., 2003. 131 p.

Поступила (received) 10.03.2014

Черкашина Вероника Викторовна, к.т.н., доц.,
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт",
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
тел/phone +38 057 7076246, e-mail: cherk34@rambler.ru

V.V. Cherkashyna

National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"
21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine

The time element in the strategy of electric grids improvement.

The article considers optimization questions for parameter series of wire cross-sections as basis of overhead line unification in the strategy of electric grid improvement to allow taking into account design load variation and predicting economic parameters throughout a definite number of years and, consequently, to correct the time element in the reconstruction regulation.

Key words – electric grid, overhead lines, parameters series of wire cross-sections, unification, optimization, time element, reconstruction.

ГУРИН АНАТОЛІЙ ГРИГОРЬЕВИЧ

(к 75-летию со дня рождения)

22 июня исполнилось 75 лет со дня рождения заведующего кафедрой, профессора, доктора технических наук Анатолия Григорьевича Гурина.

Анатолий Григорьевич родился 22 июня 1939 г. в г. Харькове. После окончания средней школы поступил на учебу в Харьковский политехнический институт, которую успешно совмещал с работой слесаря-сборщика инструментального завода.

После окончания ХПИ в 1962 г. по специальности "Электрические машины и аппараты" был направлен на работу в научно-исследовательскую лабораторию техники высоких напряжений и преобразователей тока (НИЛ ТВН и ПТ) ХПИ, где с 1962 по 1976 г. прошел путь от младшего научного сотрудника до руководителя группы высоковольтных испытаний.

Кандидатскую диссертацию, связанную с использованием емкостных накопителей энергии, защитил в 1973 г. Внедрение результатов диссертационной работы позволило начать освоение новых способов возбуждения сейсмических и гидроакустических импульсов для геофизических исследований.

С 1979 года начинается важный этап в жизни Анатолия Григорьевича – заведование кафедрой "Электроизоляционная и кабельная техника" – единственной кафедры в Украине. Организаторские способности юбиляра, умелое руководство, чувство научной перспективы позволили кафедре сформировать научные направления в области производства и выпуска новой кабельной продукции, прежде всего высоковольтных силовых кабелей со сшитой полиэтиленовой изоляцией и волоконно-оптических кабелей, разработки неразрушающих методов и аппаратуры для испытания и диагностики кабелей промышленных предприятий, тепловых и атомных электрических станций. Разработанная испытательная установка для определения уровня частичных разрядов в кабелях со сшитой полимерной изоляцией на напряжение 110 кВ получила диплом на выставке "Барвиста Україна" как лучший товар 2007 года.

В 1999 г. Гурин А.Г. защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук, с 2000 г. – профессор кафедры "Электроизоляционная и кабельная техника".

Под руководством профессора Гурина А.Г. основана научная школа по созданию мощных электродинамических излучателей сейсмических волн с емкостными накопителями энергии для разведки полезных ископаемых и мониторинга окружающей среды. Внедрение таких комплексов позволяет исключить промышленные взрывы при геологоразведочных работах на суше, на шельфе морей и внутренних водоемов, исключить буровзрывные роботы, которые наносят огромный вред окружающей среде. В этом направлении защищена 1 докторская и 4 кандидат-

ские диссертации, получено свыше 20 авторских свидетельств и 8 патентов Украины. В настоящее время научные изыскания направлены на повышение дебита действующих глубоких нефтяных скважин.

Анатолий Григорьевич – призер Всеукраинского конкурса "Лидер топливно-энергетического комплекса'2007" в номинации "Ученый".

Профессор Гурин А.Г. – председатель и член двух специализированных Советов по защите кандидатских и докторских диссертаций, председатель технического комитета ТК 131 "Электроизоляционная и кабельная техника" Госпотребстандарта Украины, который

объединяет 21 организацию. Комитет выполняет работу по усовершенствованию нормативной базы и созданию государственных стандартов Украины в области кабельной техники, которые ориентируют производителей кабельной продукции на мировые уровни показателей качества при проектировании, производстве и испытаниях. Технический комитет вместе с Министерством чрезвычайных ситуаций стали инициаторами создания новых отечественных стандартов по пожаробезопасности кабельных изделий.

Анатолий Григорьевич – один из ведущих ученых Украины в области высоковольтной импульсной техники, электрофизических методов преобразования энергии, электроизоляционной и кабельной техники, – опубликовал более 100 научных работ, имеет 35 авторских свидетельств и патентов Украины в области высоковольтной силовой и электроизоляционной техники.

Научные разработки профессор Гурин А.Г. успешно использует в подготовленных и читаемых курсах: "Техника высоких напряжений, расчет и конструирование изоляции", "Технология изоляции трансформаторов и высоковольтных аппаратов", "Введение в специальность". Анатолий Григорьевич много внимания уделяет научной работе с аспирантами, магистрами, модернизации лабораторной базы. За достижения в научной и педагогической работе, творческий и инициативный подход при подготовке специалистов и магистров в 2007 г. награжден грамотой Министерства образования и науки Украины.

Свой 75-летний юбилей профессор Гурин Анатолий Григорьевич с высоким потенциалом оптимизма, душевной щедрости, с новыми творческими планами в научной и педагогической деятельности встречает в дружественном кругу студентов, сотрудников и коллег.

Ректорат НТУ "ХПИ", деканат электроэнергетического факультета, сотрудники кафедры, друзья и коллеги поздравляют Анатолия Григорьевича с юбилеем и желают крепкого здоровья, хорошего настроения и творческих успехов. Редакционная коллегия журнала "Электротехника и электромеханика" присоединяется к этим искренним пожеланиям.

