

"ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА"

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

Співзасновник – Державна установа "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України" (ДУ "ІТПМ НАНУ") Свідоцтво про державну реєстрацію друкованого засобу масової інформації Серія КВ № 21021-10821ПР від 07.10.2014 р.

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:

Головний ре,	дактор	
Клименко Б.В.	д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків	
Заступники г	оловного редактора	
Сокол Є.І.	д.т.н., професор, член-кор. НАНУ,	
	проректор НТУ "ХПІ", Харків	
Розов В.Ю.	д.т.н., професор, член-кор. НАНУ,	
	директор ДУ "ІТПМ НАНУ", Харків	
Члени редак	ційної колегії	
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,	O
	м. Грац, Австрія	Г
Боєв В.М.	д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків	
Болюх В.Ф.	д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків	
Веприк Ю.М.	д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків	
Віницький Ю.Д.	д.т.н., професор, директор електроінжині-	
	рингових програм, GE EEM, Москва, Росія	
Гриб О.Г.	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,	
	м. Пльзень, Чеська Республіка	Ш
Загірняк М.В.	д.т.н., професор, член-кор. НАПНУ,	
	ректор КрНУ, Кременчук	
EDITORIAL B	OARD:	
Klymenko B.V.	Editor-in-Chief. professor. National	
	Technical University "Kharkiv Polytechnic	
	Institute" (NTU "KhPI"), Kharkiy, Ukraine	0
Sokol Ye.I.	Deputy Editor, professor, corresponding	-
	member of NAS of Ukraine. Vice-rector	
	of NTU "KhPI". Kharkiv. Ukraine	
Rozov V.Yu.	Deputy Editor , professor, corresponding	
	member of NAS of Ukraine. Director	
	of State Institution "Institute of Technical	
	Problems of Magnetism of the NAS of Ukraine"	
	(SI "ITPM NASU") Kharkiy Ukraine	
Members of	the Editorial Board	
Baranov M I	Dr.Sc. (Eng.) NTU "KhPI" Kharkiv Ukraine	
Batygin Yu V	Professor, Kharkiv National Automobile	
Datygin raiti	and Highway University Kharkiy Ukraine	
Bíró O	Professor Institute for Fundamentals and	
Bird O.	Theory in Electrical Engineering Graz Austria	Sh
BOOV V M	Professor NTLL "Khpl" Kharkiv Likraine	0.
Bolyukh V E	Professor, NTU "Khpl" Kharkiv, Ukraine	
Donyukii V.I.	Professor, NTU "Khpl", Kharkiv, Ukraine	
Dali ku V.G.	Professor, Iniversity of West Dehemia	
Dolezei I.	Pilean Grach Depublic	
	Prisen, Czech Republic	
Gryp U.G.	Professor, NTU KIPI, Kharkiv, Ukraine	
Guryn A.G.	Professor, INTU KIPI, KITARIV, UKRAINE	
kyrylenko U.V.	Professor, institute of Electrodynamics of NAS	
	or Ukraine, academician of NAS of Ukraine,	
	Professor, NTU KIPI, KNARKIV, UKraine	
Ruznetsov B.I.	Protessor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine	_
Відповідальний с	екретар / Executive secretary: Гречко О.М. / 🤇	Grec



Жемеров Г.Г. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків Кириленко О.В. д.т.н., професор, академік НАНУ директор Інституту електродинаміки НАН України (ІЕД НАНУ), Київ Кравченко В.І. д.т.н., професор, директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків Кузнєцов Б.І. д.т.н., професор, ДУ "ІТПМ НАНУ", Харків Мілих В.І. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків Михайлов В.М. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків мельяненко В.І. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків **Тодольцев О.Д.** д.т.н., професор, IEД НАНУ, Київ Пуйло Г.В. д.т.н., професор, ОНТУ, Одеса Райнін В.Ю. д.т.н., професор, Московський енергетичний інститут, Москва, Росія Резинкін О.Л. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків Резинкіна М.М. д.т.н., професор, ДУ "ІТПМ НАНУ", Харків Розанов Ю.К. д.т.н., професор, Московський енергетичний інститут, Москва, Росія Рудаков В.В. д.т.н., професор, НТУ "ХПІ", Харків Сосков А.Г. д.т.н., професор, ХНУМГ, Харків Ткачук В.І. д.т.н., професор, НУ ЛП, Львів инкаренко В.Ф. д.т.н., професор, НТУУ "КПІ", Київ Юферов В.Б. д.т.н., професор, Національний Науковий Центр "ХФТІ", Харків Mikhaylov V.M. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine Milykh V.I. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine mel'yanenko V.I. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine Podoltsev O.D. Professor, Institute of Electrodynamics of NAS of Ukraine, Kyiv, Ukraine Puilo G.V. Professor, Odessa National Polytechnic University, Ukraine Rainin V.E. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Moscow, Russia Rezynkin O.L. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine Rezynkina M.M. Professor, SI "ITPM NASU", Kharkiv, Ukraine Rozanov Yu.C. Professor, Moscow Power Engineering Institute, Moscow, Russia Rudakov V.V. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine Soskov A.G. Professor, O.M. Beketov Kharkiv National University of Municipal Economy, Ukraine ynkarenko V.F. Professor, National Technical University of Ukraine "Kyiv Polytechnic Institute", Ukraine Tkachuk V.I. Professor, Lviv Polytechnic National University, Ukraine Vepryk Yu.M. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine Vinitzki Yu.D. Professor, GE EEM, Moscow, Russia Yuferov V.B. Professor, National Science Center "Kharkiv Institute of Physics and Technology", Ukraine Zagirnyak M.V. Professor, corresponding member of NAES of Ukraine, rector of Kremenchuk M Ostrohradskii National University, Kremenchuk, Ukraine Zhemerov G.G. Professor, NTU "KhPI", Kharkiv, Ukraine

hko 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 Apparatus, 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 "Харківський політехнічний інститут", 2014 © ДУ "Інститут технічних проблем магнетизму Національної академії наук України", 2014

Підписано до друку 28.11.2014 р. Формат 60 x 90 ¼. Папір – офсетний. Друк – лазерний. Друк. арк. 9,25. Наклад 200 прим. Зам. № 66/172-06-2014. Ціна договірна.

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

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



ЕЛЕКТРОТЕХНІКА І ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА ЭЛЕКТРОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОМЕХАНИКА ELECTRICAL ENGINEERING & ELECTROMECHANICS

Науково-практичний журнал Научно-практический журнал Scientific and practical journal





Рекомендовано до видання Вченою радою НТУ "ХПІ", протокол № 10 від 28.11.2014 та Вченою радою ДУ "ІТПМ НАНУ", протокол № 13 від 27.11.2014



3MICT

Електротехніка. Визначні події. Славетні імена

Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 23: Изобретение микроскопа и изучение микромира	3
Електричні машини та апарати	
Байда Е.И. Некоторые особенности динамических характеристик виброизоляторов на постоянных магнитах Голенков Г.М., Аббасян М.А. Моделирование работы коаксиально-линейных двигателей с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов при динамическом режиме	17
Загірняк М.В., Ромашихіна Ж.І., Калінов А.П. Діагностика пошкоджень стрижнів ротора асинхронних двигунів за аналізом електрорушійної сили в обмотках статора	34 43 47 50
Иванов В.Г. Трассировка планарной схемы в однослойном канале	53
Беспрозванных А.В., Бойко А.Н. Обоснование и обеспечение технологических показателей трибоэлектрического метода контроля кабелей с полимерной изоляцией	56 61 66
Fлектричні станиїї мережі і системи	
Васильченко В.І., Гриб О.Г., Лелека О.В., Гапон Д.А., Ієрусалімова Т.С. Цифрова підстанція складова системи "Smart Grid"	72
Ювілеї	
Шумілов Юрій Андрійович (до 80-річчя з дня народження)	77
TABLE OF CONTENTS	
<i>Electrical Engineering. Great Events. Famous Names</i> Baranov M.I. An anthology of the distinguished achievements in a science and technique. Part 23: Invention of microscope and study of microscopic world	3
Electrical Machines and Apparatus	
Baida E.I. Some features of dynamic characteristics of bumpers with permanent magnets	17 21
Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Features of operation of a superconducting current limiter at the sudden short circuit Zagirnyak M.V., Romashykhina Zh.I., Kalinov A.P. The diagnostics of induction motors rotor bar breaks based on the analysis of electromotive force in the stater windings.	30
Kovalova J.V. Reactive current of an induction electric drives with thyristor voltage regulator	43
Lushchik V.D. Valve induction generators of radial excitation with combined windings Lushchik V.D. Magnetic field in a gap of electromechanical disintegrators	47 50
Electrotechnical Complexes and Systems. Power Electronics	
Ivanov V.G. Planar schemes tracing in the single-layer channel	53

High Electric and Magnetic Field Engineering. Cable Engineering

Bezprozvannych A.V., Boyko A.N. Substantiation and guaranteeing of technological parameters of triboelectrical	
method of monitoring of cables with polymer insulation	56
Bezprozvannych A.V., Kyessaeyv A.G. Analysis of field structure and justification of voltages of diagnostics	
by partial discharges of shielded twisted pairs insulation	61
Kostiukov I.A. Experimental determination of longitudinal component of magnetic flux in ferromagnetic wire	
of single-core power cable armour	66
Power Stations Grids and Systems	

Stations, Grids and Systems

Vasilchenko V.I., Gryb O.G., Leleka O.V., Gapon D.A., Ierusalimova T.S. Digital substation component

Anniversaries

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 2015 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), Российский Индекс Научного Цитирования – РИНЦ (elibrary.ru), Google Scholar (scholar.google.com) ma bxodumb do 6a3 dahux DOAJ (www.doaj.org), BASE (basesearch.net), Scientific Indexing Services (sindexs.org), CiteFactor (citefactor.org), DRIVER (www.driverrepository.eu), CyberLeninka (cyberleninka.ru), UIF (uifactor.org), OAJI (oaji.net), DRJI (drji.org), PBN (pbn.nauka.gov.pl), Research Bible (journalseeker.researchbib.com), SCIARY (sciary.com), OpenAIRE (www.openaire.eu), Elektronische Zeitschriftenbibliothek (rzblx1.uni-regensburg.de/ezeit).



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.

УДК 621.3:537.311:910.4

М.И. Баранов

АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ. ЧАСТЬ 23: ИЗОБРЕТЕНИЕ МИКРОСКОПА И ИЗУЧЕНИЕ МИКРОМИРА

Наведено короткий нарис з всесвітньої історії винаходу мікроскопів. Описані основні види мікроскопів, вказані напрями і деякі результати їх застосування при вивченні мікросвіту.

Приведен краткий очерк из всемирной истории изобретения микроскопов. Описаны основные виды микроскопов, указаны направления и некоторые результаты их применения при изучении микромира.

ВВЕДЕНИЕ

Для того, чтобы различные ученые и специалисты из таких научно-технических областей знаний как медицина, зоология, биология и материаловедение могли лечить и учить людей, изучать вещество и раскрывать тайны его микроскопического устройства им был необходим соответствующий физический инструментарий. Последним исторически оказался физический прибор под названием микроскоп (этот термин происходит от греческих слов "mikros" - "малый" и "skopeo" - "смотрю" и обозначает "прибор для получения увеличенного изображения мелких объектов и их внутренних структур, неразличимых невооруженным глазом человека" [1]). Заметим, что человеческий глаз представляет собой биологическую оптическую систему, характеризующуюся определённым разрешением. Под данным разрешением понимается наименьшее расстояние между элементами наблюдаемого человеком объекта, воспринимаемыми как точки или линии, при котором они ещё могут быть отличены один от другого [2]. Для нормального человеческого глаза при его удалении от объекта наблюдения на расстояние наилучшего видения (порядка 300 мм), на основании медицинских данных среднестатистическое нормальное разрешение составляет около 0,17 мм [2]. Поэтому наш глаз способен в лучшем случае различать детали объектов, отстоящие друг от друга не менее, чем на 0,1 мм [2, 3]. Размеры же микроорганизмов, большинства растительных и животных клеток, деталей кристаллической микроструктуры металлов и сплавов и иных мелких предметов значительно меньше этой величины. Для наблюдения и изучения подобных физических объектов и были предназначены микроскопы различных типов. С помощью микроскопов люди научились определять форму, размеры, внутреннее строение и многие другие характеристики микрообъектов. Изобретение очень важного для мировой науки прибора - микроскопа было обусловлено, прежде всего, успехами в развитии такого раздела физики как оптика. Некоторые оптические свойства изогнутых и хорошо отполированных поверхностей были известны еще великим древнеегипетским ученым Евклиду Александрийскому (365-300 гг. до н. э.) и Клавдию Птолемею (127-151 гг. н. э.) [2, 3]. Однако, их увеличительная способность не нашла тогда своего практического применения. Поэтому первые очки, увеличивающие для человека рассматриваемое изображение (например, мелких ювелирных изделий, букв, ушка иголки и др.), были изобретены известным итальянским мастером Сальвинио Арлеати только

в 1285 году [2, 3]. Увеличительные свойства наполненных водой стеклянных сосудов упоминались ещё древними римлянами (например, ученым-философом Сенекой) [4]. Небольшие увеличительные стеклянные линзы в мире стали производиться с 1500-х годов. В 16-ом веке великий итальянский ученый-изобретатель и художник Леонардо да Винчи (1452-1519 гг.) показал, что малые предметы лучше всего рассматривать и изучать с помощью простой стеклянной лупы. Кроме того, способность систем из двух стеклянных линз увеличивать изображение любых предметов была известна древним мастерам, изготовлявшим очки для людей. Считается, что термин "*микроскоп*" был впервые предложен римским оптиком И. Фабером в 1625 году [4]. Кто же изобрел первый в мире микроскоп?

1. КРАТКАЯ ИСТОРИЯ ИЗОБРЕТЕНИЯ И УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ МИКРОСКОПОВ

Принято считать, что в 1590 году нидерландские мастера очков Ханс Янсен и его сын Захариус Янсен изобрели первый микроскоп (рис. 1), состоящий из двух выпуклых линз, смонтированных в одном тубусе [2]. В 1665 году знаменитый английский естествоиспытатель Роберт Гук (1635-1703 гг.) опубликовал свой научный труд "*Микрография*", в котором на основе использования микроскопа собственной конструкции (рис. 2), построенного с применением в одной трубе трех оптических линз, впервые в истории человечества описал устройство растительной клетки [5].



Рис. 1. Первый в мире оптический микроскоп голландских изобретателей Ханса и Захариуса Янсенов (1590 год) [4]

Прочитав эту книгу, голландский мастер оптики Антони ван Левенгук (1632-1723 гг.) проявил интерес к изучению жизни в окружающей человека природной фауне с помощью оптических линз, увеличивающих ее микроорганизмы. Считается, что именно А. Левенгук (рис. 3) первым стал использовать свои микроскопы, представляющие собой небольшие изделия с одной малой (величиной с крупную горошину) и очень сильной неахроматической двояковыпуклой линзой (рис. 4), для биологических исследований. По сути, эти микроскопы А. Левенгука представляли собой короткофокусные лупы. Линзы для них он получал из затвердевших капель расплавленного стекла путем их тщательной шлифовки на станке собственной конструкции. Если увеличение в микроскопе голландских мастеров оптики Х. и З. Янсенов составляло до 10 крат, то А. Левенгук довел его до 300 крат [2, 4].



Рис. 2. Внешний вид трехлинзового микроскопа, созданного известным английским ученым Р. Гуком (1665 год) [5]

В 1681 году члены Лондонского Королевского общества (Академии наук Англии) на своем заседании живо обсуждали опытные результаты, полученные А. Левенгуком при микроскопическом исследовании капли воды. Этот ученый тогда написал следующее [2]: "С величайшим изумлением я увидел в капле воды великое множество зверюшек, оживленно двигающихся во всех направлениях, как щука в воде".



Рис. 3. Известный голландский оптик А. Левенгук, внесший большой вклад в становление оптической микроскопии [4]

Заметим, что изготовленные вручную однолинзовые микроскопы А. Левенгука из-за отсутствия в них главных недостатков составного микроскопа (наличие дефектов изображения по причине использования в них ряда линз) позволяли детально рассматривать изображения мелких тел. Согласно [4] понадобилось около 150 лет развития мировой оптики, чтобы сложный микроскоп смог давать такое же качество изображения, как и простые микроскопы А. Левенгука. Великий голландский мастер простейших микроскопов А. Левенгук впервые погрузился в мир микроскопических одноклеточных водорослей и некоторых бактерий, где, как известно, лежит граница между животным и растительным мирами. Благодаря применению микроскопа, перед ним и его коллегами открылся совершенно новый бесконечный мир маленьких живых существ. Мир не менее разнообразный и более оригинальный, чем видимый нами макромир.



Рис. 4. Внешний вид реплики простейшего однолинзового научного микроскопа известного нидерландского мастера оптики А. Левенгука (1674 год) [2]

В 1668 году Е. Дивини, присоединив к окуляру полевую линзу, создал окуляр современного типа. В 1673 году Гавелий ввел в рассматриваемый прибор микрометрический винт, а Гертель предложил под столик микроскопа для подсветки объекта наблюдения помещать зеркало [2, 4]. В этот временной период микроскопы стали изготавливать практически из тех же основных деталей, которые входят в состав современного биологического микроскопа. В середине 17го столетия великий английский физик и математик Исаак Ньютон (1643-1727 гг.) [6] открыл сложный состав белого света и разложил его призмой на семь цветов. Рёмер доказал, что белый свет распространяется с конечной скоростью и измерил ее. Тогда же И. Ньютон предложил, что свет является потоком летящих частиц необычайной мелкости и частоты (корпускулярная теория света). Известный голландский (нидерландский) ученый-физик Христиан Гюйгенс (1629-1695 гг.) [6] в это время впервые заговорил о волнообразной природе света (волновая теория света). Научный спор между этими физическими идеями И. Ньютона и Х. Гюйгенса продолжался целое столетие. Несмотря ни на что, решен он тогда так и не был. Данный проблемный вопрос в физике был разрешен лишь через сто с лишним лет после высказанных И. Ньютоном и Х. Гюйгенсом гипотез о природе света известным французским физиком Огюстом Френелем (1788-1827 гг.). Открытые и изученные им явления интерференции (сложение когерентных волн [1]) и дифракции (огибание волнами препятствий [1]) белого света убедительно доказали неоспоримость волновой теории света [4]. Из полученных результатов, касающихся явления интерференции, О. Френель измерил длину волны белого света, составившую около 0,5 микрона [2, 4]. Так была доказана правота волновой природы света и показана исключительная тонкость (острота) проникновения человека с помощью микроскопа во внутреннюю сущность живого и неживого вещества. С появлением сложного микроскопа (например, микроскопа Гука в 1665 году [4]), содержащего несколько оптических линз, на повестку дня встал актуальный вопрос по устранению в нем искажений изображения наблюдаемого микрообъекта. Для устранения хроматической абберации (этот термин происходит от латинского слова "aberratio" -"отклонение" и обозначает "искажение изображений, получаемых в оптических приборах" [1]), вызываемой дисперсией (рассеянием) света в линзах и проявляющейся в образовании цветной каймы у изображения, в микроскопе потребовалось наличие двух стекол крона и флинта [2]. Стекло-флинт представляет собой стекло, в котором одной из основных частей является тяжелая окись свинца, обладающая непропорционально большой дисперсией. Оптическая система, в которой устранена хроматическая абберация, называется ахроматической [2, 7]. Поэтому в дальнейшем в микроскопах стали применять ахроматические линзы. На рис. 5 приведены музейные экспонаты оптических микроскопов, выпускавшихся в 18-ом веке [4].



Рис. 5. Оптические микроскопы конца 18-го столетия [2, 4]

На рис. 6 показан первый ахроматический микроскоп, созданный в начале 19-го века известным российским ученым-физиком Францем Эпинусом [2, 4].



Рис. 6. Первый в мире ахроматический микроскоп (разработчик – Ф.У. Эпинус, Петербургская академия наук) [2, 4]

Ахроматический микроскоп Эпинуса (1802 год) стал нашумевшим изобретением того далекого времени. Действительный член Петербургской академии наук, ставшей впоследствии Российской академией наук, Ф.У. Эпинус (1724-1802 гг.) в этом микроскопе предусмотрел использование шести сменных объективов и возможность плавного изменения увеличения исследуемых предметов путем перемены расстояния от предмета до его изображения. Россия благодаря этому ахроматическому микроскопу стала страной, где впервые в мире была выдвинута и воплощена в жизнь научно-техническая идея создания микроскопа переменного увеличения [4]. Заметим, что в последующие годы замысел изменения увеличения микроскопа за счет регулировки длины его тубуса не прижился. Сейчас это осуществляется за счет применения в оптическом микроскопе револьвера со сменными объективами, имеющими различное увеличение. Но сам факт практического внедрения такой идеи стал значимым вкладом в историю развития оптических микроскопов. В 1824 году серьезный успех для микроскопии дала одна техническая идея Саллига, реализованная французской фирмой Шарля Шевалье. Суть этой идеи свелась к изготовлению объектива оптического микроскопа не с одной линзы, а из ряда ахроматических линз, образующих подобранные ахроматические пары, включающие двояковыпуклую (положительную) и двояковогнутую (отрицательную) линзы [2]. Его увеличение при этом достигло до 1000 крат. Граница предельного видения человеком через окуляр микроскопа вещества передвинулась от двух к одному микрону. На рис. 7 представлен общий вид микроскопа 19-го века для использования в учебном процессе Санкт-Петербургской медико-хирургической академии (ныне Военно-медицинская академия), разработанного по технической идее Ивана Переверзева.



Рис. 7. Микроскоп для наблюдения непрозрачных анатомических микропрепаратов (разработчик – И.П. Переверзев, Санкт-Петербургская медико-хирургическая академия) [4]

С создания в начале 19-го столетия первого ахроматического микроскопа (см. рис. 6) начался новый этап в совершенствовании оптических микроскопов. В этот период известный итальянский оптик, астроном и ботаник Джованни Амичи (1786-1863 гг.) разработал оригинальную конструкцию *катодиоптрического микроскопа* (1827 год), в котором система оптических линз объектива была заменена на систему зеркал. Изобретение Дж. Амичи (рис. 8) подобного иммерсионного объектива микроскопа позволило избавиться в нем от такого вида искажения изображения наблюдаемого микрообъекта как хроматизм (возникновение радужного ореола вокруг изображения) [4]. Связано это было с тем, что при отражении бело-

го света от зеркальных поверхностей подобного объектива микроскопа не происходило его разложения.



Рис. 8. Итальянский оптик Дж. Амичи, впервые применивший в микроскопе иммерсионный объектив (1827 год) [4]

В первой половине 19-го века на основе идеи Александра Фишера (1803-1884 гг.), работавшего профессором Московского университета им. М.В. Ломоносова, был создан *панкратический микроскоп* [4]. На рис. 9 представлен общий вид такого микроскопа, изготовленного французским инженером Винсентом Шевалье, являвшимся королевским оптиком.



Рис. 9. Внешний вид панкратического микроскопа Фишера-Шевалье, изготовленного в г. Париже (1839 год) [4]

Построен панкратический микроскоп был по принципиально новой оптической схеме, позволяющей плавно изменять увеличение изображения в процессе наблюдения исследуемого предмета без замены объектива и окуляра. Увеличение изображения предмета изменялось благодаря плавному перемещению объектива микроскопа относительно его предметного столика, на котором размещался наблюдаемый препарат. Панкратический микроскоп Фишера открыл новый этап в эволюции оптических микроскопов. Заметим, что с появлением револьверных механизмов, позволяющих просто и быстро изменять в микроскопе масштаб наблюдения сменой объектива, схема панкратического микроскопа была вытеснена из микроскопии. Тем не менее, идея А. Фишера получила свое развитие в современных панкратических окулярах микроскопов, а сам тип этого микроскопа является на сегодня уникальным памятником науки и техники.

Разработанный и изготовленный Дж. Амичи для оптического микроскопа указанный выше объективахромат (1827 год) при хорошей коррекции аберраций позволял достигнуть лишь числовой апертуры 0,60 [4]. Напомним, что в оптике под термином "числовая апертура" понимается "произведение показателя преломления среды, отделяющей предмет наблюдения от передней линзы объектива микроскопа, на синус половины апертурного угла" [1]. В свою очередь, термином "апертурный угол" называется "угол между крайними лучами светового конуса, попадающего в объектив оптического прибора" [1]. Именно числовая апертура объектива определяет освещенность изображения и разрешающую способность микроскопа. Чем выше апертура объектива, тем лучше разрешающая способность оптического микроскопа [2]. В 1844 году Дж. Амичи провел опыты по применению в объективах микроскопов водной и масляной иммерсии, приведшие его в 1850 году к созданию объективаахромата с водной иммерсией при апертуре 1,30 [4].

Однако, современные объективы оптических микроскопов с масляной иммерсией (термин "иммерсия" происходит от латинского слова "immersio" - "погружение" и обозначает "размещение между первой линзой объектива микроскопа и рассматриваемым предметом жидкости для увеличения разрешающей способности микроскопа" [1]) при числовой апертуре 1,50 стали возможными только после работ выдающегося немецкого оптика Эрнста Аббе (1840-1905 гг.) [4, 7]. Э. Аббе (рис. 10) разработал теорию образования изображения наблюдаемого предмета в оптическом микроскопе. Именно им была внесена ясность в вопрос о разрешающей способности такого вида микроскопа. Под его руководством в 1872 году была рассчитана и изготовлена немецкой фирмой "Карл Цейс" в г. Йене серия первоклассных микрообъективов-ахроматов с апертурой до 1,50 [4]. В 1886 году получившая мировую известность фирма "Карл Цейс", руководимая Э. Аббе, выпустила серию микроскопов с объективами из восьми апохроматов (с компенсационными окулярами), а в 1888 году она создала апохромат с монобромнафталиновой иммерсией при апертуре 1,60 [2, 7]. Характеризуя роль Э. Аббе в развитии микроскопии, известный советский физик-оптик, академик АН СССР Д.С. Рождественский (1876-1940 гг.), ставший в 1918 году первым директором Государственного оптического института, в свое время написал [4]: "Э. Аббе впервые ясно показал, что каждой остроте инструмента соответствует свой предел возможности. Нельзя грубыми пальцами обрабатывать даже мягкий материал с точностью до сотой доли миллиметра, для этого нужны тонкие инструменты. Тончайший же из всех инструментов – это длина волны. Нельзя видеть объекты меньше полудлины световой волны – утверждает дифракционная теория Э. Аббе и нельзя получить изображение меньше полудлины волны, то есть меньше 0,25 микрона. Таким образом, гением Э. Аббе было установлено сознательное творчество в микроскопии и достигнуты пределы возможного".



Рис. 10. Выдающийся немецкий оптик Э. Аббе, внесший значительный вклад в развитие оптической микроскопии [4]

Следует заметить, что теория образования изображения объектов в оптических микроскопах Э. Аббе получила свое дальнейшее развитие в 20-ом столетии в трудах таких признанных международными научными кругами отечественных ученых-академиков как Л.И. Мандельштам и Д.С. Рождественский [8-10]. Кстати, последним было введено понятие относительной некогерентности освещения предмета наблюдения, выражаемой отношением числовых апертур осветительного устройства (конденсора) и объектива микроскопа. В 1939 году с целью создания оптимальных условий освещения объекта в микроскопе сотрудниками указанной выше немецкой фирмы "Карл Цейс" было запатентовано осветительное устройство, содержащее панкратическую систему [4]. Назначение данной системы состояло в плавном изменении апертуры осветительного светового пучка при одновременном изменении величины освещаемого участка объекта наблюдения. Необходимо указать, что отечественный вариант такого осветительного устройства серийно выпускался в СССР под шифром ПК-3 и входил в комплект исследовательского биологического микроскопа МБИ-15 [4]. Тем не менее, судя по результатам проведенного автором по известным литературным источникам (книгам и многочисленной интернет-информации) краткого научно-исторического обзора в области оптической микроскопии, проблема согласования параметров осветительной системы (конденсора) микроскопа с параметрами его сменных объективов и на сегодня представляется непростой. В заключении подчеркнем, что во второй половине 19го столетия немецкой научной школой оптической микроскопии, возглавляемой доктором Э. Аббе, были достигнуты следующие основные результаты [2, 4]:

• предельное разрешение микроскопа передвинулось от полумикрона до одной десятой микрона;

• в построение микроскопа вместо грубой эмпирики была введена высокая степень научности, основанная на разработанной теории оптического микроскопа;

• установлены возможные пределы по разрешающей способности оптического микроскопом и эти пределы были завоеваны на реальных конструкциях (рис. 11).



Рис. 11. Внешний вид промышленно выпускавшегося немецкой фирмой "Карл Цейс", ставшей благодаря разработкам Э. Аббе мировым лидером в области практической микроскопии, оптического микроскопа конца 19-го столетия [4]

Английский оптик Дж. Сиркс своими научными трудами от 1893 года положил начало интерференционной микроскопии [10]. В 1903 году Р. Жигмонди (R. Zsigmondy) и Х. Зидентопф (H. Siedentopf) создали ультрамикроскоп. В 1911 году М. Саньяком (М. Sagnac) был описан первый двухлучевой интерфе*ренционный микроскоп*, а в 1935 году Ф. Цернике (F. Zernicke) предложил использовать метод фазового контраста для наблюдения в оптических микроскопах прозрачных и слабо рассеивающих белый свет объектов. За изобретение фазово-контрастного микроскопа профессор по кафедре теоретической физики Ф. Цернике в 1953 году был удостоен Нобелевской премии по физике [10]. В 1951 году Эрвин Мюллер изобретает полевой ионный микроскоп и первым видит атомы. В первой половине 20-го века был изобретен электронный микроскоп (о нем более подробно будет изложено ниже в разделе 5), а в 1953 году финским физиологом А. Вильской (А. Wilska) был изобретен аноптральный микроскоп [4, 10]. В 1967 году Э. Мюллер за счет добавления масс-анализатора к своему полевому ионному микроскопу создает первый зондирующий атомный микроскоп, позволивший ему производить химическую идентификацию каждого индивидуального атома [10]. О современных достижениях в создании разных видов оптического микроскопа речь пойдет в разделе 4. Далее в разделе 6 будут приведены краткие сведения о рентгеновском микроскопе. О новейших достижениях мировой микроскопии в разработке сканирующих микроскопов автор остановится в последующих разделах 7-10.

2. КРАТКИЕ ОСНОВЫ ФИЗИКИ МИКРОСКОПИИ

Для приближенного описания основных процессов, протекающих в оптической системе микроскопа, нам необходимо, прежде всего, использовать основы волновой теории света [11]. Как известно, в соответствии с этой теорией световые волны представляют собой сверхвысокочастотные электромагнитные волны, которым соответствует диапазон видимого света на классической шкале электромагнитных волн [11]. Согласно этой классификационной шкале видимый свет характеризуется следующими диапазонами: по длинам волн от 10^{-6} до 10^{-7} м; по частотам волн от $3 \cdot 10^{14}$ до $3 \cdot 10^{15}$ Гц [11]. В оптике, предметно изучающей свойства света, его физическую природу и его взаимодействие с веществом, указанные диапазоны имеют более широкие границы и образуют оптическую область спектра электромагнитного излучения: по длинам волн от 2.10^{-3} до 10^{-8} м; по частотам волн от 1,5·10¹¹ до 3·10¹⁶ Гц [11]. Отметим, что в оптической области спектра электромагнитных волн их частота становится сравнимой с собственными частотами колебаний атомов и молекул вещества. В данной области электромагнитного излучения наряду с волновыми проявляются и квантовые свойства света. В соответствии с формулой Планка энергия световых фотонов E_0 равна энергии кванта света $E_0 = h \cdot v$ [11], где *h*=6,626·10⁻³⁴ Дж·с – постоянная Планка; *v* – частота фотонного излучения. Тогда границам видимого света, имеющим для красного цвета длину волны λ_{0K} =700 нм, а для фиолетового цвета длину волны $\lambda_{0\Phi}$ =400 нм, будут соответствовать энергии их фотонов, равные примерно *E*_{0K}=1,8 эВ и *E*_{0Ф}=3,1 эВ. Напомним, что внесистемная единица энергии 1 эВ=1,602·10⁻¹⁹ Дж [11], а источниками фотонов являются энергетические переходы атомов, молекул и атомных ядер вещества из возбужденных состояний в состояния с меньшей энергией. Из теории дифракции электромагнитных волн следует, что разрешающая способность (способность различать тонкие детали) светооптического микроскопа ограничивается длиной волны фотонов видимого света. Известно, что разрешающая способность в светооптических микроскопах, равная минимальному радиусу ро кружка дифракционного рассеяния света на предметном столе наблюдения микроскопа, определяется следующим соотношением [12]:

 $\rho_0 = 0,61 \cdot \lambda_0 / (n_0 \cdot \sin \alpha_0), \tag{1}$

где λ_0 – длина световой волны; n_0 – показатель преломления среды, расположенной между исследуемым предметом и первой линзой объектива микроскопа; α_0 – апертурный угол наблюдения рассматриваемого микропредмета на предметном столике микроскопа.

Из (1) следует, что при λ_0 =400 нм, n_0 =1,5 и $\alpha_0 = 70^{\circ}$ (при sin $\alpha_0 = 0.94$, характерном для лучших иммерсионных объективов светооптических микроскопов) величина ρ_0 приближается к значению $\lambda_0/2$ и может численно составить в нашем случае около 0,2 мкм. Первым к подобным результатам пришел талантливый немецкий оптик Э. Аббе на основе разработанной им дифракционной теории применительно к оптическому микроскопу [4, 10]. Он еще в конце 19го века утверждал, что нельзя видеть объекты меньше полудлины световой волны λ₀/2 и что нельзя получить в оптическом микроскопе изображение микропредмета меньше полудлины данной волны $\lambda_0/2$. Заметим, что современные оптические микроскопы (кроме наноскопа) могут обеспечить наблюдение деталей объекта с размером до (0,1-0,2) мкм. Если исследователю необходимо увидеть более тонкие детали микропредмета, то ему потребуется сократить длину волны, которая освещает объект исследования на предметном столике светооптического микроскопа. Для этого следует использовать уже не фотоны видимого света, а к примеру нерелятивистские электроны, длина волны λ_{0e} которых может быть намного меньше длины волны $\lambda_{0\Phi}$ фотонного излучения в составе белого света.

3. КЛАССИФИКАЦИЯ И ХАРАКТЕРИСТИКИ НЕКОТОРЫХ МИКРОСКОПОВ

Все современные микроскопы можно классифицировать по следующим основным видам [4, 10]:

• *оптические микроскопы*, включающие монокулярные, бинокулярные, стереоскопические, люминесцентные, темнопольные, контактные, ультраскопические, фазово-контрастные или аноптральные, интерференционные, конфокальные, металлографические, инфракрасные, ультрафиолетовые и поляризационные типы микроскопов;

• электронные микроскопы, включающие просвечивающие, растровые, отражательные, эмиссионные, теневые и зеркальные типы микроскопов;

• *рентгеновские микроскопы*, включающие отражательные, проекционные и лазерные типы приборов;

• *сканирующие микроскопы*, включающие измерительные электронные растровые, атомно-силовые, зондовые и туннельные типы микроскопов.

Остановимся далее более подробнее на некоторых типах указанных микроскопов, которые не вошли в отдельные пронумерованные разделы, представленные автором ниже. Так, темнопольный микроскоп предназначен для рассматривания препаратов при освещении их лишь по краям темнопольным конденсором. При этом структуры, находящиеся внутри светового конуса, отражают свет и становятся хорошо видимыми на темном поле [3]. Контактные микроскопы дают возможность проводить прижизненные исследования микроскопических структур отдельных участков тканей путем прижатия объектива к объекту исследования. В этом случае освещение объекта осуществляется через объектив микроскопа обычно коротковолновой частью светового излучения с применением опак-иллюминатора с интерференционным светоделителем [3]. Ультраскопический микроскоп (ультрамикроскоп) позволяет наблюдать объекты, размеры которых находятся за пределами разрешающей способности наиболее сильных объективов световых микроскопов [3]. Он имеет боковое освещение объекта исследования на фоне темного поля. Освещенные частицы объекта наблюдения, рассеивая свет, наблюдаются в виде ярких точек, что используется для изучения движения мелких частиц (чаще всего в проточной кювете). Фазово-контрастный (аноптральный) микроскоп служит для исследования прозрачных объектов, которые не видны на светлом поле и не подлежат окрашиванию из-за возникновения аномалий в исследуемых образцах. Этот микроскоп широко применяется при лабораторном исследовании микробных клеток, микроскопическом анализе мочи и онкологических препаратов тканей [3, 4]. Интерферениионный микроскоп дает возможность исследовать объекты с низкими показателями преломления света и чрезвычайно малой толщины. В отличие от фазово-контрастного микроскопа в интерференционном микроскопе луч света, входящий в его конденсор и объектив, раздваивается. Часть света проходит через исследуемый объект, а другая мимо него по той же или дополнительной оптической ветви. В жулярной части микроскопа оба эти луча соединяются и интерферируются, что позволяет контрастировать и увидеть исследуемую структуру [3, 10]. Ультрафиолетовый или инфракрасный микроскопы предназначены для исследования объектов на ультрафиолетовом или инфракрасном участке светового спектра. Данный тип микроскопа снабжен флуоресцентным экраном, на котором формируется изображение исследуемого препарата, фотокамерой с чувствительным к этим излучениям фотоматериалом или электронно-оптическим преобразователем для формирования изображения на экране осциллографа. Так как длина волны в ультрафиолетовой части спектра составляет 400-250 нм, то в ультрафиолетовом микроскопе можно получить более высокое разрешение, чем в обычном световом микроскопе, где освещение объекта осуществляется видимым световым излучением с длиной волны 700-400 нм. Преимуществом этого типа микроскопа является то, что невидимые в обычном световом микроскопе объекты становятся видимыми, поскольку они поглощают ультрафиолетовое излучение [3, 4]. Ультрафиолетовые микроскопы (например, марки МУФ-5 и МУФ-6) используются в медицине при гистохимических исследованиях. В инфракрасном микроскопе наблюдение объектов ведется на экране электронно-оптического преобразователя или фотографируется. С помощью инфракрасной микроскопии изучают внутреннюю структуру непрозрачных объектов [3]. Поляризационный микроскоп позволяет выявлять неоднородности (анизотропию) структуры при изучении строения тканей и различных образований в органах живого организма в поляризованном свете. Здесь освещение препарата осуществляется через поляризатор-пластинку, который обеспечивает прохождение волн света в определенной плоскости их распространения. Когда поляризованный свет, взаимодействуя со структурами живой ткани, изменяется, то эти биоструктуры начинают резко контрастировать. Эти физические особенности сейчас широко используются в медико-биологических исследованиях при изучении препаратов крови, гистологических препаратов, зубов, костей и др. [3, 10].

4. ОПТИЧЕСКИЙ МИКРОСКОП

Начнем с устройства этого наиболее распространенного сейчас вида микроскопов. На рис. 12 в схематическом изображении представлены основные элементы обычного светооптического микроскопа [2, 7].

На рис. 13 показан общий вид современного *бинокулярного оптического микроскопа*, предназначенного для проведения разных биоисследований [5].

Согласно рис. 12 оптическая система рассматриваемого микроскопа состоит из двух основных элементов – объектива и окуляра. Закреплены они в подвижном тубусе, расположенном на металлическом основании, на котором имеется предметный столик с объектом наблюдения и конденсором (рис. 14). Между объективом микроскопа и рассматриваемым в нём предметом вводится иммерсионная жидкость для усиления яркости и расширения пределов увеличения изображения [2, 5]. Увеличение оптического микроскопа без дополнительных линз между объективом и окуляром равно произведению их увеличений.



Рис. 12. Схематическое устройство современного оптического микроскопа (А – окуляр; В – объектив; С – объект наблюдения; D – конденсор; Е – предметный столик; F – зеркало системы освещения исследуемого объекта) [2, 7]



Рис. 13. Современный оптический бинокулярный микроскоп для лабораторных биологических исследований [5]



Рис. 14. Укрупненный вид предметного столика с препаратоводителем, револьвера со сменными объективами и зеркала системы освещения объекта наблюдения современного оптического микроскопа для научных исследований [5]

В современном монокулярном или бинокулярном оптическом микроскопе имеется осветительная система (в частности, конденсор с ирисовой диафрагмой), макро- и микро- винты для настройки резкости и система управления положением конденсора (см. рис. 14). Конденсор (этот термин происходит от латинского слова "condensare" – "уплотнять" [1]) представляет собой короткофокусную линзу или систему линз. Предназначен он для концентрации светового потока и равномерного освещения рассматриваемого или проецируемого предмета. Окуляры данных микроскопов выполняются с мон- или бинокулярной насадкой.

Большинство типов этого класса микроскопов работают только с видимым оптическим излучением с длинами волн в диапазоне от 400 до 700 нм. Оптические микроскопы характеризуются разрешающей способностью не менее полудлины волны опорного излучения с диапазоном длин волн от 0,2 до 0,7 мкм. Максимальное увеличение, которого можно добиться в них, составляет до 2000 крат [5]. Бинокулярные оптические микроскопы позволяют получать два изображения объекта наблюдения, рассматриваемые под небольшим углом, что обеспечивает его объёмное восприятие. Общее увеличение оптических микроскопов с бинокулярной насадкой обычно больше, чем у соответствующих монокулярных микроскопов.

Стереомикроскопы (рис. 15), по сравнению с обычными оптическими микроскопами, имеют существенно большее фокусное расстояние, что позволяет рассматривать крупные объекты. Кроме того, в отличие от обычных микроскопов, которые дают инвертированное изображение объекта, оптическая система стереомикроскопов не "переворачивает" получаемое изображение [5]. Это позволяет широко использовать их для препарирования микроскопических объектов вручную или с использованием микроманипуляторов.



Рис. 15. Современный оптический бинокулярный стереоскопический микроскоп Альтами ПС II [5]

Стереомикроскопы (например, отечественные марки БМ-56, МБС-1, МБС-2 и МБС-3) обеспечивают исследование объекта под разными углами зрения. При этом создается стереоскопический эффект и наблюдаемое изображение исследуемого объекта воспринимается объемно. *Люминесцентные микроскопы* (например, отечественные марки МЛ-2 и МЛ-3) предназначены для исследования люминесцирующих объектов, что достигается путем освещения последних с помощью ультрафиолетового излучения. В люминесцентных микроскопах (рис. 16) используется оптическое излучение с ближним ультрафиолетом (при длинах волн в диапазоне от 400 до 350 нм) [5].



Рис. 16. Внешний вид современного оптического бинокулярного люминесцентного микроскопа Альтами ЛЮМ 1 [5]

Наблюдая или фотографируя исследуемые препараты в свете их видимой возбужденной флуоресценции (в отраженном свете), с помощью люминесцентного микроскопа можно судить о структуре рассматриваемого в нем образца. Эти микроскопы используются в гистохимии, гистологии, микробиологии и при иммунологических исследованиях [5]. Прямое окрашивание исследуемого образца люминесцентными красителями позволяет специалистам более четко выявлять в клетках такие структуры, которые трудно рассмотреть в обычном оптическом микроскопе. Заметим, что при работе на люминесцентных микроскопах для определения интенсивности видимой флуоресценции исследуемых препаратов служит фотометрическая насадка (например, марки ФМЭЛ-1). Конфокальный микроскоп - это оптический микроскоп, обладающий резко повышенным контрастом по сравнению со световым микроскопом. Достигается такой эффект в конфокальном микроскопе (рис. 17) благодаря использованию апертуры, размещённой в плоскости изображения и ограничивающей поток фонового рассеянного света, идущего из глубины исследуемого лабораторного образца [8]. Конфокальный микроскоп имеет такое же разрешение, как и обычный оптический микроскоп. Оно, как нам уже известно из (1), ограничено его дифракционным пределом.



Рис. 17. Внешний вид современного оптического конфокального микроскопа [8]

Создан конфокальный микроскоп был профессором Массачусетского технологического института (США) Марвином Минским (Marvin Minsky). В 1961 году им был получен патент США на конфокальную схему для флуоресцентных микроскопов [8]. Данная разработка была связана с необходимостью увеличения контраста наблюдения для меченых флуорохромами изучаемых объектов в толстых срезах тканей. На рис. 18 приведен наглядный пример изображения в современном конфокальном микроскопе флуоресцирующего микроорганизма [8]. Показатель преломления большинства биологических объектов почти такой же, как и у стекла. В этой связи наблюдение таких объектов, находящихся на поверхности стекла предметного столика микроскопа, в обычном световом микроскопе затруднено. Поэтому конфокальный микроскоп (см. рис. 17), имеющий высокий контраст, даёт исследователю две неоценимые возможности: во-первых, он позволяет исследовать препарированные ткани на клеточном уровне в состоянии их физиологической жизнедеятельности; во-вторых, он дает возможность оценивать результаты исследования клеточной активности биологических тканей в четырёх измерениях (высота, ширина, глубина и время) [8].



Рис. 18. Микрофотография флуоресцирующего микроорганизма β-tubulin in Tetrahymena, полученная с помощью современного оптического конфокального микроскопа [8]

При металлографическом исследовании различных изделий требуется наблюдать структуру поверхности непрозрачных макротел. Поэтому *металлографический микроскоп* (рис. 19) построен по схеме отраженного света, где имеется специальный осветитель, установленный со стороны объектива прибора.



Рис. 19. Общий вид современного оптического бинокулярного металлографического микроскопа Альтами МЕТЗМ [9]

Система призм и зеркал этого типа оптического микроскопа направляет свет на исследуемый объект. Далее свет отражается от поверхности нашего непрозрачного объекта и направляется обратно в объектив микроскопа. Современные металлографические микроскопы характеризуются большим расстоянием между поверхностью предметного столика и револьвером со сменными объективами, а также большим вертикальным ходом данного столика, что позволяет работать в этом микроскопе с крупными образцами [9].

5. ЭЛЕКТРОННЫЙ МИКРОСКОП

Появление электронного микроскопа стало возможным после ряда физических открытий, совершенных учеными в период конца 19-го и начала 20-го столетий. Первым в этом ряду открытых людьми тайн микромира стоит открытие электрона, совершенное в 1897 году выдающимся английским физиком Джозефом Томсоном (1856-1940 гг.) [6, 11]. Следует напомнить, что за это открытие Дж. Томсону была присуждена Нобелевская премия по физике за 1906 год [13]. Далее в 1924 году выдающимся французским физиком Луи де Бройлем (1892-1971 гг.) было введено понятие корпускулярно-волнового дуализма для электронов (позже для иных элементарных частиц и атомов), согласно которому эти частицы одновременно являются и волнами особого рода. В 1927 году известный английский физик Джордж Томсон (сын упомянутого выше Дж. Томсона и также лауреат Нобелевской премии по физике) и американские физики Клинтон Дэвиссон и Лестер Джермер, изучая дифракцию электронов на дифракционных решетках и монокристаллах, экспериментально подтвердили наличие у них волновых свойств и соответственно существование электронных волн [11, 14]. Отметим тот важный факт, что в 1929 году Л. де Бройль за пионерские теоретические разработки в области волновых свойств электронов и корпускулярно-волнового дуализма микрочастиц был удостоен Нобелевской премии по физике [13]. Здесь необходимо упомянуть и об известных экспериментах немецкого физика Отто Штерна, проведенных в 1929 году для изучения волновой природы нейтральных атомов и молекул, рассеиваемых на двухмерной дифракционной решетке кристаллов [11, 14]. Кроме того, в 1926 году немецкий физик Г. Буш создал магнитную линзу, позволяющую фокусировать электронные лучи [15]. Это изобретение также послужило предпосылкой для создания в 1930-х годах первого электронного микроскопа. Вначале в 1931 году Р. Руденберг первым получил патент на электронный просвечивающий микроскоп [15]. Затем в том же году М. Кнолль и Э. Руска построили первый прототип (рис. 20) современного прибора, именуемого электронным просвечивающим микроскопом. Заметим, что в 1986 году известный немецкий физик Эрнст Руска (1906-1988 гг.) за фундаментальные работы по электронной оптике и создание им еще в 1931 году первого электронного просвечивающего микроскопа стал лауреатом Нобелевской премии по физике [6, 13]. Для сравнения и визуализации научно-технического прогресса в области электронной микроскопии на рис. 21 приведен внешний вид



Рис. 20. Внешний вид первого электронного просвечивающего микроскопа, созданного Эрнстом Руска (1931 год) [10]



Рис. 21. Внешний вид современного электронного просвечивающего микроскопа (2004 год) [15]

современного электронного просвечивающего микроскопа [15]. Первые использования просвечивающего электронного микроскопа для научных исследований были начаты в конце 1930-х годов и практически тогда же появился первый подобный коммерческий прибор, построенный известной немецкой фирмой "Siemens". Массовое же применение во всем мире данных физических приборов, прежде всего, в научно-технических исследованиях началось в 1960-х годах, когда они достигли значительного технического совершенства. Как функционирует этот микроскоп?

В данном микроскопе, в отличие от оптического микроскопа, вместо обычного светового потока применяются пучки электронов с энергией (1-400) кэВ и более. Для этого он содержит электронную пушку с ускоряющим напряжением в десятки и сотни киловольт [5, 15]. В электронном просвечивающем микроскопе пучок электронов, испускаемый электронной пушкой, проходит через тонкий объект и попадает в линзу, которая создает первое электронное промежуточное изображение. Это изображение можно наблюдать на флуоресцирующем экране. Пучок электронов, несущий информацию об исследуемом объекте, проходя через отверстие в центре этого экрана, попадает на проекционную линзу, которая создает второе увеличение на втором экране. Полученное изображение (рис. 22) можно фотографировать встроенным фотоаппаратом. Разрешающая способность электронного микроскопа в $(10^3 - 10^4)$ раз превосходит разрешение светового микроскопа и для современных этих приборов численно может быть меньше одного ангстрема (10⁻¹⁰ м). Для получения изображения в электронном микроскопе используются электромагнитные линзы, управляющие движением электронов в вакуумной колонне прибора с помощью своего магнитного поля.



Рис. 22. Микрофотография обычной снежинки, полученная на экране электронного просвечивающего микроскопа [16]

Длину волны λ_{0e} ускоренных электронов в описываемом микроскопе приближенно можно оценить по следующей квантовомеханической формуле [6, 14]:

следующей квантовомсканической формуле [6, 14]. $\lambda_{0e} = h/(2m_e e_0 U_e)^{1/2}$, (2) где $m_e = 9,108 \cdot 10^{-31}$ кг – масса покоя электрона; $e_0 = 1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл – электрический заряд электрона; U_e – разность электрических потенциалов (ускоряющее напряжение) в электронной пушке микроскопа.

Согласно (2) при $U_e=200$ кВ величина длины волны λ_{0e} численно составит около 0,027·10⁻¹⁰ м. Из результатов численной оценки λ_{0e} видно, что отрицательно заряженные электроны, обладающие свойствами не только частицы, но и волны, могут быть использованы как опорное излучение в просвечивающей микроскопии. Отметим, что электронные просвечивающие микроскопы, являющиеся, по сути, измерительными микроскопами с высоким разрешением, служат в основном для точного измерения угловых и линейных размеров объектов. Используются они широко в лабораторной металлофизической практике и в такой технической области как машиностроение [15].

Широкая распространенность электронных микроскопов просвечивающего типа связана с их наиболее высокой разрешающей способностью по сравнению с микроскопами других типов [17]. Так, в электронном отражательном микроскопе изображение объекта видится в отраженных от него электронных лучах, что позволяет непосредственно изучать поверхность объекта [15]. В электронном эмиссионном микроскопе изображение объекта формируется с помошью имитируемых им электронов. В электронном растровом микроскопе (см. ниже раздел 7) изображение формируется на осциллографическом кинескопе (дисплее), а в электронном теневом микроскопе оно создается путем увеличенного теневого изображения объекта на удаленном экране или фотопленке [15]. В электронном зеркальном микроскопе основой является электронное зеркало, отражающее электроны от эквипотенциальной поверхности объекта для последующего формирования изображения. Преимущество такого способа получения изображения в микроскопе заключается в том, что объект практически не облучается электронным пучком или облучается электронами слабых энергий, которые не повреждают исследуемые биологические объекты [15, 17].

6. РЕНТГЕНОВСКИЙ МИКРОСКОП

Рентгеновский микроскоп является прибором, предназначенным для исследования очень малых объектов, размеры которых сопоставимы с длиной λ_{0r} рентгеновской волны. Как известно, для тормозного (непрерывного) и характеристического (линейчатого) рентгеновского излучения величина λ_{0r} изменяется от 10⁻¹⁴ до 10⁻⁷ м [11, 18]. В этом виде микроскопа используется суперкороткое электромагнитное излучение рентгеновского диапазона с длиной волны λ_{0r} от 10⁻¹¹ до 10⁻⁹ м [19]. Рентгеновские микроскопы по разрешающей способности находятся между электронными и оптическими микроскопами. Разрешающая способность современного рентгеновского микроскопа достигает от 20 до 2 нм, что на порядок больше разрешающей способности современного оптического микроскопа (до 150 нм) [19]. Разработка рентгеновских микроскопов была сопряжена с рядом серьёзных технических трудностей. Дело в том, что рентгеновские лучи практически невозможно фокусировать как оптическими, так и электромагнитными линзами. Здесь для фокусировки рентгеновского излучения применяются линзы, действующие на основе эффекта обратного лучепреломления. Работа таких линз основано на различии коэффициентов преломления рентгеновских лучей в конденсированном веществе по отношению к воздуху. Поэтому функцию линзы в рентгеновском микроскопе выполняет линзообразная полость внутри твердого материала, получившая название "линзы Снигирёва" [19]. Для наблюдения и фиксации результатов воздействия рентгеновских лучей на объект приходится применять фототехнику или электронно-оптические преобразователи. Первый коммерческий рентгеновский микроскоп был создан в 1950-х годах американским инженером Стерлингом Ньюбери (компания General Electric) [19]. Существуют два основных типа рентгеновских микроскопов отражательные и проекционные. В последнее время к ним добавился еще и лазерный тип этого микроскопа. В рентгеновских отражательных микроскопах используется явление преломления рентгеновских лучей при их скользящем падении на объект. Рентгеновские проекционные микроскопы используют высокую проникающую способность рентгеновских лучей в исследуемый объект. Благодаря тому, что коэффициент поглощения рентгеновских лучей зависит от размеров атомов вещества, через которые они проходят, то рентген-проекционные микроскопы позволяют получать информацию не только о структуре, но и о химическом составе изучаемого объекта [19]. Рентгеновские микроскопы получили ныне широкое применение в разных сферах науки и техники, включая медицину, биологию, минералогию и материаловедение.

7. СКАНИРУЮЩИЙ ЭЛЕКТРОННЫЙ МИКРОСКОП

Сканирующий (растровый) электронный микроскоп (Scanning Electron Microscope) является прибором, предназначенным для получения четкого изображения поверхности объекта с высоким (до 0,4 нм) пространственным разрешением, а также информации о составе, строении и некоторых других свойствах приповерхностных слоёв исследуемого объекта [20]. На рис. 23, 24 показаны внешние виды современных растровых электронных микроскопов (РЭМ) Zeiss Leo Supra 35 и JEOL JSM 6430F [20].



Рис. 23. Внешний вид компьютеризированного современного сканирующего (растрового) электронного микроскопа Zeiss Leo Supra 35 (2007 год) [20]

Работа этого вида микроскопа основана на взаимодействии электронного зонда (пучка) с исследуемым веществом. В РЭМ тонкий электронный пучок, генерируемый электронной пушкой (источником электронов) и фокусируемый электронными линзами (обычно электромагнитными, а иногда и электростатическими), направляется на анализируемый образец. Остросфокусированный электронный пучок в РЭМ имеет значения энергий от 200 эВ до 50 кэВ [20].

В результате взаимодействия между электронным зондом и образцом возникают низкоэнергетичные вторичные электроны, которые отбираются детектором вторичных электронов РЭМ. Сканируя электронным пучком поверхность объекта, в РЭМ можно получать карту рельефа анализируемой зоны образца. Современный РЭМ позволяет работать в широком диапазоне увеличений приблизительно от 10 крат (эквивалентно увеличению сильной ручной линзы-лупы) до 10⁶ крат, что примерно в 500 раз превышает предел увеличения лучших оптических микроскопов. Первые в мире РЭМ, формирующие изображение наблюдаемого объекта путем последовательного перемещения электронного зонда (пучка) диаметром 0,01 мкм по этому образцу, появились в 1938 году (их разработчик - немецкий инженер Манфред фон Арденне) [4, 10].



Рис. 24. Внешний вид современного электронного растрового микроскопа JEOL JSM 6430F (2008 год) [20]

В современных РЭМ изображение объекта регистрируется исключительно в цифровой форме. На рис. 25 приведена микрофотография пыльцы, демонстрирующая возможности РЭМ в режиме детектирования низкоэнергетичных вторичных электронов [20].



Рис. 25. Микрофотография растительной пыльцы, полученная с помощью электронного растрового микроскопа [20]

Разрешение в РЭМ составляет до единиц нанометров. На 2009 год наилучшее разрешение было достигнуто на микроскопе Hitachi S-5500 (0,4 нм при ускоряющем напряжении 30 кВ) [20]. Сегодня возможности растровой электронной микроскопии используются практически во всех областях науки (чаще в биологии и материаловедении) и промышленности.

8. СКАНИРУЮЩИЙ АТОМНО-СИЛОВОЙ МИКРОСКОП

Сканирующий атомно-силовой микроскоп (Atomic Force Microscope) является сканирующим зондовым микроскопом высокого разрешения [21]. Используется этот вид микроскопа (рис. 26) для определения рельефа как электропроводящих, так и диэлектрических поверхностей объектов наблюдения с разрешением от десятков ангстрем и вплоть до атомарного. Атомно-силовой микроскоп (АСМ) был создан в США в 1982 году Гердом Биннигом, Кельвином Куэйтом и Кристофером Гербером как модификация ранее изобретённого одним из них сканируюшего туннельного микроскопа [10]. В отличие от РЭМ, который даёт псевдотрёхмерное изображение поверхности образца, АСМ позволяет получить истинный трёхмерный рельеф его поверхности. Для нормальной работы РЭМ требуется высокий вакуум, в котором размещается и исследуемый образец, а большинство режимов АСМ могут быть реализованы на воздухе или в жидкости [21]. АСМ в состоянии обеспечить реальное атомное разрешение в условиях сверхвысокого вакуума. Показано, что АСМ можно использовать для определения типа атомов в кристаллической решётке вещества. Сверхвысоковакуумный АСМ по разрешению сравним с просвечивающим электронным микроскопом (см. выше раздел 5) и сканирующим туннельным микроскопом (см. ниже раздел 10).



Рис. 26. Внешний вид современного сканирующего атомно-силового микроскопа (2008 год) [21]

Основными конструктивными элементами ACM являются: жесткий корпус, удерживающий измерительную систему; держатель образца; манипулятор с кантилевером (зондирующей иглой, радиус закругления острия которой составляет порядка десятка ангстрем), контактирующим с поверхностью образца. В большинстве современных ACM для компьютеризированной регистрации изменения положения кантилевера используется оптическая система, в которой острый луч лазера направляется на внешнюю поверхность кантилевера, отражается от него и попадает на фотодетектор. Регистрируя таким путем величину изгиба кантилевера, перемещающегося по поверхности образца, можно судить о рельефе этой поверхности. Манипулятор АСМ при своих габаритах в несколько сантиметров позволяет передвигать кантилевер (иглу с наноразмерным острием) с разрешением до 0,1 ангстрема. Заметим, что изменение температуры окружающей кантилевер среды на 0,01 °С приводит к перемещению острия его иглы вследствие теплового дрейфа на 1 ангстрем (диаметр атома) [21]. Продолжая описание характеристик АСМ, отметим, что к недостаткам АСМ, при его сравнении с РЭМ, следует отнести небольшой размер поля сканирования. Если РЭМ в состоянии просканировать область поверхности образца размером в несколько миллиметров в латеральной плоскости с перепадом высот в несколько миллиметров в вертикальной плоскости, то для АСМ максимальный перепад высот составляет несколько микрон, а максимальное поле сканирования в лучшем случае достигает размера 150×150 мкм² [21]. Обычный АСМ не в состоянии сканировать поверхность также быстро, как это делает РЭМ. Укажем, что в 1988 году Альфред Церезо, Теренс Годфри и Джордж Смит впервые применили позиционночувствительный детектор в зондирующем атомносиловом микроскопе. Это позволило им с помощью подобного детектора видеть положение атомов вещества в трёхмерном (евклидовом) пространстве [10].

9. СКАНИРУЮЩИЙ ЗОНДОВЫЙ МИКРОСКОП

Сканирующий зондовый микроскоп (C3M) относится к новому виду микроскопов и изображение в нем по аналогии с ACM получают путем регистрации взаимодействия между острым зондом (кантилевером) нанометрических размеров и поверхностью образца [22]. На рис. 27 приведена фрагментарная часть современного C3M, используемого украинскими металлофизиками в своих научных исследованиях по получению новых наноструктурных материалов [23].



Рис. 27. Внешний вид сканирующего зондового микроскопа, установленного в 2010 году в Институте металлофизики НАНУ для исследования различных наноматериалов [6, 23]

При помощи СЗМ можно регистрировать взаимодействие зонда с отдельными атомами и молекулами изучаемого вещества. При создании СЗМ проявилось значимое научно-техническое влияние передовой области электронной микроскопии – сканирующей зондовой и туннельной микроскопии [22]. СЗМ по своей разрешающей способности сопоставим с электронным просвечивающим микроскопом (до 0,1 нм), а по некоторым параметрам превосходит его [4].

10. СКАНИРУЮЩИЙ ТУННЕЛЬНЫЙ МИКРОСКОП

Одним из возможных вариантов C3M является *сканирующий туннельный микроскоп* (Scanning Tunneling Microscope), предназначенный для измерения рельефа проводящих поверхностей с высоким пространственным разрешением [24]. В сканирующем туннельном микроскопе (СТМ) острая металлическая игла (рис. 28) подводится к образцу на расстояние нескольких ангстрем. При подаче на эту иглу относительно проводящей поверхности образца небольшого электрического потенциала в цепи возникает туннельный ток. Величина этого тока экспоненциально зависит от расстояния в системе "образец-игла". При указанном расстоянии около 1 ангстрема типичными значениями туннельного тока служат (1–10³) пА [24].



Рис. 28. Платиново-иридиумная игла современного сканирующего туннельного микроскопа крупным планом [10]

В процессе сканирования игла СТМ движется вдоль проводящей поверхности образца. При этом туннельный ток поддерживается стабильным за счёт действия обратной связи, а показания следящей системы изменяются в зависимости от топографии исследуемой поверхности. Такие изменения фиксируются регистрирующим блоком СТМ и на их основе строится карта высот на поверхности образца. СТМ стал первым из класса сканирующих зондовых микроскопов. Его разработали в 1981 году Герд Бинниг и Генрих Рорер [10]. В 1986 году изобретатели этого микроскопа Г. Бинниг и Г. Рорер получили Нобелевскую премию по физике (совместно с Э. Руска за изобретение им в 1931 году электронного просвечивающего микроскопа) [10, 13]. Кроме того, в 1988 году Кинго Итайя (Kingo Itaya) был изобретен электрохимический сканирующий туннельный микроскоп [10].

Из последних важных достижений в микроскопии укажем, что в 2006 году научной группой известного немецкого физика Штефана Хелля (Stefan Hell) из Института биофизической химии научного сообщества Макса Планка (г. Гёттинген, Германия) в сотрудничестве с аргентинским учёным-физиком Мариано Босси (Mariano Bossi) был разработан и создан оптический микроскоп под названием *наноскоп*, позволяющий преодолеть дифракционный предел Э. Аббе и наблюдать объекты размером около 10 нм (к 2010 году этот предельный размер по разрешению стал еще меньше) [5]. При этом в уникальном наноскопе обеспечиваются высококачественные трёхмерные изображения объектов, ранее недоступные для обычной световой и конфокальной микроскопии [10].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов.

- М.: Русские словари, 2004. - 957 с.

2. http://www.vita-club.ru/micros1.htm. http://znaiu.ru/art/400168500.php. 3.

4. http://imicroscopy.wordpress.com/история.

5. http://ru.wikipedia.org/wiki/%D1%E2%E5%F2%EE%E2%. EE%E9.

6. Баранов М.И. Антология выдающихся достижений в науке и технике: Монография в 2-х томах. Том 1. - Харьков: Изд-во "НТМТ", 2011. – 311 с.

7. Скворцов Г.Е., Панов В.А., Поляков Н.И., Федин Л.А. Микроскопы. - Л.: Машиностроение, 1969. - 511 с.

8. http://ru.wikipedia.org/wiki/%CA%EE%ED%F4%EE%EA %E0%EB%FC%ED%FB%E9

9. http://ru.wikipedia.org/wiki/Микроскоп.

10. http://ru.wikipedia.org/wiki/Хронология развития микрос копа

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

12. Пилянкевич А.Н., Климовицкий А.М. Электронные микроскопы. - Киев.: Техніка, 1976. - 168 с.

13. Храмов Ю.А. История физики. - Киев: Изд-во "Феникс", 2006. – 1176 с.

14. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 1: Электрофизика и выдающиеся физики мира. - Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2008. - 252 с.

15. http://ru.wikipedia.org/wiki/%DD%EB%E5%EA%F2%F0 %EE%ED%ED%FB%E9 .

16. Скляренко В.М., Сядро В.В. Открытия и изобретения. -Харьков: Веста, 2009. - 144 с.

17. Хейденрайх Р. Основы просвечивающей электронной микроскопии. - М.: Мир, 1966. - 472 с.

18. Баранов М.И. Избранные вопросы электрофизики: Монография в 2-х томах. Том 2, Кн. 1: Теория электрофизических эффектов и задач. - Харьков: Изд-во НТУ "ХПИ", 2009. - 384 c.

19. http://ru.wikipedia.org/wiki/Рентгеновская микроскопия. 20. http://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%E0%F1%F2%F0%EE% E2%FB%E9

21. http://ru.wikipedia.org/wiki/Сканирующий атомно-

силовой микроскоп.

22. Миронов В.Л. Основы сканирующей зондовой микроскопии. - Нижний Новгород: Институт физики микроструктур РАН, 2004. – 110 с.

23. Якименко Ю., Нарытник Т., Цендровский В. Место Украины в мире нанотехнологий / Газета "Зеркало недели", №29(708) от 9-15 августа 2008 года.

24. http://ru.wikipedia.org/wiki/%D1%EA%E0%ED%E8%F0% F3%FE%F9%E8%E9 .

REFERENCES: 1. Bol'shoj illjustrirovannyj slovar' inostrannyh slov [Large illustrated dictionary of foreign words]. Moscow, Russkie slovari Publ., 2004. 957 p. 2. Available at: http://www.vita-club.ru/micros1.htm (accessed 03 August 2012). Available 3. http://znaiu.ru/art/400168500.php (accessed 03 August 2012). 4. Available at: http://imicroscopy.wordpress.com/история (accessed 03 August 2012). 5. Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/%D1%E2%E5%F2% EE%E2%.EE%E9 (accessed 03 August 2012). 6. Baranov M.I. An anthology of outstanding achievements in science and technology: monograph in 2 volumes. Vol.1, Kharkov, NTMT Publ., 2011.

7. Skvortsov G.E., Panov V.A., Poliakov N.I., Fedin L.A. Mikroskopy [Microscopes]. Leningrad, Mashinostroenie Publ., 1969. 511 p. 8. Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/%CA%EE%ED%F4%EE% EA%E0%EB%FC%ED%FB%E9 (accessed 03 August 2012). 9. Mikroskop (Microscope) Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/Микроскоп (accessed 10 August 2012). 10. Khronologiia razvitiia mikroskopa (Chronology of microscope development) Available at: <u>http://ru.wikipedia.org/wiki/ Хронология</u> развития микроскопа (accessed 10 August 2012). 11. Kuz'michev V.E. Zakony i formuly fiziki [Laws and formulas of physics]. Kiev, Naukova Dumka Publ., 1989. 864 p. 12. Piliankevich A.N., Klimovitskii A.M. Elektronnye mikroskopy [Electron microscopes]. Kiev, Tekhnika Publ., 1976. 168 p. 13. Khramov Yu.A. Istoriia fiziki [History of Physics]. Kiev, Feniks Publ., 2006. 1176 p. 14. Baranov M.I. Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografija v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teorija elektrofizicheskih effektov i zadach [Selected topics electrophysics: Monographs in 2 vols. Vol.2, Book 1: The theory of electrophysical effects and tasks]. Kharkov, NTU "KhPI" Publ., 2009. 384 p. **15**. Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/%DD%EB%E5%EA%F2%F0%EE%ED% ED%FB%E9 (accessed 03 August 2012). 16. Skljarenko V.M., Sjadro V.V. Otkrytija i izobretenija [Discoveries and inventions]. Kharkov, Vesta Publ., 2009. 144 p. 17. Kheidenraikh R. Osnovy prosvechivaiushchei elektronnoi mikroskopii [Fundamentals of transmission electron microscopy]. Moscow, Mir Publ., 1966. 472 p. 18. Baranov M.I. Izbrannye voprosy elektrofiziki: Monografija v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teorija elektrofizicheskih effektov i zadach [Selected topics electrophysics: Monographs in 2 vols. Vol.2, Book 1: The theory of electrophysical effects and tasks]. Kharkov, NTU "KhPI" Publ., 2009. 384 p. 19. Rentgenovskaia mikroskopiia (X-ray microscopy) Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/Рентгеновская микроскопия (accessed 10 August 2012). 20. Available at: <u>http://ru.wikipedia.org/wiki/%</u> D0%E0%F1%F2%F0%EE%E2%FB%E9 (accessed 03 August 2012). 21. Skaniruiushchii atomno-silovoi mikroskop (Scanning atomic force microscope) Available at: http://ru.wikipedia.org/wiki/Сканирующий атомно-силовой микроскоп (accessed 10 August 2012). 22. Mironov V.L. Osnovy skaniruiushchei zondovoi mikroskopii [Fundamentals of the scanning probe microscopy]. Nizhnii Novgorod: Institut fiziki mikrostruktur RAN Publ., 2004. 110 p. 23. Yakimenko Yu., Narytnik T., Tsendrovskii V. Ukraine's place in the world of nanotechnology. Gazeta "Zerkalo nedeli" – The newspaper "The Mirror of the Week", 2008, no.29(708) from 9-15 August. 24. Available at: http://ru.wikipedia.org/ wiki/%D1%EA%E0%ED%E8%F0%F3%FE%F9%E8%E9 (accessed 03 August 2012).

Поступила (received) 31.08.2012

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.,

НИПКИ "Молния"

Национальный технический университет

"Харьковский политехнический институт",

61013, Харьков, ул. Шевченко, 47,

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

M.I. Baranov

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

An anthology of the distinguished achievements in a science and technique. Part 23: Invention of microscope and study of microscopic world.

A short essay is resulted from world history of invention of microscopes. The basic types of microscopes are described; directions and some results of their application are indicated at the study of microscopic world.

Key words - history, invention of microscope.

УДК 621.3.04: 621.316

Е.И. Байда

НЕКОТОРЫЕ ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ВИБРОИЗОЛЯТОРОВ НА ПОСТОЯННЫХ МАГНИТАХ

Розглянута математична модель роботи динаміки віброізолятора з постійними магнітами. Наведені картини магнітного поля у 3D вигляді та розраховані перехідні процеси. Показано, що робота такої системи залежить від параметрів магнітів, ваги тіла, амплітуди, форми та частоти коливань. Показано, що в значної мірі робота системи залежить від значення демпфуючої сили, яка повинна бути досить значною. Показано, що віброізолятори, побудовані на базі постійних магнітів з радіальним намагнічуванням, потребують примусову стабілізацію в радіальному напрямі незалежно від їх кількості та просторового розміщення.

В статье рассмотрены особенности работы динамики виброизолятора с постоянными магнитами. Приведены картины магнитного поля в 3D виде и рассчитаны переходные процессы. Показано, что работа такой системы зависит от параметров магнитов, веса тела, амплитуды, формы и частоты колебаний. Показано, что в значительной мере работа системы зависит от значения демпфирующей силы, которая должна быть значительной. Показано, что виброизоляторы, построенные на базе постоянных магнитов с радиальным намагничиванием, требуют принудительной стабилизации в радиальном направлении независимо от их количества и пространственного размещения.

В последние годы наблюдается существенный прогресс в разработке композитных постоянных магнитов. Один из таких композитов – NdFeB – обладает уникальными магнитными характеристиками. В этой связи, в литературе и Интернете появилось множество статей и конструкций, начиная от магнитных липучек и кончая "вечными" двигателями. В [1] рассмотрена возможность применения таких магнитов в качестве виброизолятора. Система представляет собой два коаксиальных полых цилиндра со встречной радиальной намагниченностью (рис. 1).



Рис. 1. Система коаксиальных цилиндрических магнитов

В работе [1] решена трехмерная задача по определению скалярного магнитного потенциала и рассчитаны осевые и радиальные силы при смещении внутреннего цилиндра.

Одним из результатов работы является положение, что "зі зміщенням внутрішнього магніту в радіальному напрямку відносно центрального положення, радіальна складова сили зростає". Причем, показано, что радиальная сила действует в направлении противоположном смещению.

На основании этого следует вывод о стабильности подвеса: "При зміщенні магніту у вертикальному напрямку, значення магнітної сили (радиальной, прим. автора), що стабілізує його положення, зменшується". Т.е. стабилизирующая сила уменьшается, но положение магнитов остается стабильным. Это утверждение несколько неточно. Известно, что для нахождения тела в состоянии равновесия необходимо (помимо равенства нулю суммарного вектора сил, действующих на тело) так же равенство нулю суммарного момента сил относительно любой выбранной оси, а вот моменты сил в статье [1] не определяются.

О появлении опрокидывающих моментов можно судить по виду изоповерхностей скалярного магнитного потенциала, показанных на рис. 2.



б – смещение центрального магнита по радиусу

© Е.И. Байда

Как показывают расчеты, значения моментов, появляющихся даже при небольшом смещении центрального магнита, достаточно велико. При размерах магнитов, принятых в статье [1], моменты имеют порядок (в зависимости от расстояния смещения) 0,3 H·м относительно осей x или y (это при размерах магнитов порядка спичечной коробки). Т.е. о стабильном подвесе в данном случае говорить не приходится, а радиальную стабилизацию необходимо осуществлять принудительно.

Работа такого подвеса в силу нелинейности характеристики, будет достаточно сложной. Кроме того, одним из важных факторов нормальной работы системы, является значение демпфирующей силы, которая должна обеспечивать колебания системы в установленном диапазоне.

Для подтверждения этого положения была решена задача по определению демпфирующих свойств такого подвеса.

На рис. 3 показана магнитная сила, которая была получена в [1], аппроксимированная сплайном.



Так как рабочим участком характеристики является участок, на котором $\frac{dQ}{dz} < 0$, то при весе демпфируемого тела – 8 H, амплитуда колебаний должна быть в диапазоне (8 – 30) мм, а сила – (1,5 – 15) H без учета переходного механического процесса.

Расчет демпфера проводился в предположении, что: демпфер – цилиндр высотой 6 мм и диаметром 6 мм; поршень – высота 2,5 мм, радиус – 2,9 мм; демпфирующая среда – машинное масло при температуре 40 °C.

В этом случае для скоростей до 0,5 м/с сила сопротивления может быть определена как:

$$R = 300 \cdot v , \qquad (1)$$

где R – сила сопротивления движению, H; v – скорость движения поршня, м/с.

В качестве начальных условий было выбрано начальное положение магнита – 55 мм и нулевая начальная скорость. Причем, вибрация задавалась как сила, изменяющаяся по синусоидальному закону с частотой 1,5 Гц (закон изменения силы и частота могут задаваться любыми и выбираются для каждого конкретного случая).

На рис. 4 показано предельное устойчивое состояние виброгасителя при предельной амплитуде силы вибрации (подвес в устойчивом состоянии).



Магнитная сила (осевая) при этом изменяется по закону, показанном на рис. 5.



Необходимо отметить, что термин "предельная сила" может употребляться только при определенной демпфирующей силе. Так для того же демпфера, но с температурой масла 20 °C, сила будет определяться:

$$=1100 \cdot v$$
. (2)

В этом случае, графики амплитуды и скорости для той же внешней силы колебания показаны на рис. 6, 7.

R



ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2014. №6



При этом магнитная сила будет иметь вид, показанный на рис. 8.





Наличие в спектре колебаний третьих и высших гармоник значительно влияет на характер колебаний. Необходимо отметить, что с увеличением частоты колебаний, система может устойчиво работать при больших значениях внешней силы.

Один из вопросов, который возникает в процессе работы с такого рода устройствами: если невозможно равновесие двух магнитов, то можно ли добиться равновесия системы магнитов? Для этого была рассмотрена система, в которой магниты располагались в вершинах правильного треугольника (рис. 9).



Рис. 9. Система радиально намагниченных магнитов

Все три внутренних магнита являются одним телом (программное задание), что дает возможность рассчитать суммарный момент. Такие расчеты были проведены.

На рис. 10 показаны поверхности одинакового уровня магнитного потенциала для системы с концен-

трическими магнитами и смещенными внутренними магнитами по оси *x* с видом на плоскость *xy*.

Расчет показывает, что значения вращающих моментов не равны нулю даже при концентрическом положении внутренних магнитов: $M_x \approx -0,06$ H·м, $M_y \approx -0,15$ H·м, $M_z \approx 0$.



Рис. 10. Эквипотенциали магнитного потенциала системы магнитов: а – концентрических; б – смещенных по оси *х*

В случае смещения центральных магнитов в положительном направлении оси *x*: $M_x \approx -0.22$ Н·м, $M_y \approx 0.22$ Н·м, $M_z \approx -0.11$ Н·м. Т.е., при смещении значения моментов существенно возрастают.

Невозможность стабилизации положения центрального магнита видна из рис. 11, на котором показано распределение давления тензора Максвелла по границам магнита, смещенного по оси *x*.



Рис. 11. Распределения давления тензора Максвелла по осям x (а) и y (б)

Как следует из рис. 11, опрокидывающие силы сосредоточены на торцах магнита. Причем, в направлении оси *х* суммарные силы на торцах имеют одно направление, но отличаются по величине, а в направлении *у* отличаются как по величине, так и по знаку.

Из рис. 11 видно, что распределение сил сосредоточено в основном на торцах магнитов и их распределение имеет сложный характер (необходимость определения равнодействующей силы).

Такое распределение сил существенно влияет на точность расчетов (вычитание величин одного порядка). Поэтому такой расчет требует достаточно мелкого шага расчетной сетки, что, в свою очередь, требует значительных вычислительных ресурсов.

Выводы.

1. Необходима принудительная стабилизация внутренних магнитов в радиальном направлении.

2. Ввиду нелинейной магнитной противодействующей силы, стабилизация в осевом (z) направлении существенно зависит от амплитуды внешней силы, ее частоты и формы, демпфирующей силы.

3. Подобрать размещение системы магнитов, обеспечивающее радиальную стабилизацию, вряд ли удастся (теорема Ирншоу).

4. Цена магнитов NdFeB достаточно велика, а радиальное намагничивание нетехнологично.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бондар Р.П., Чеботарун І.С., Подольцев О.Д. Моделювання динамічних характеристик нелінійної коливальної системи із магнітною пружиною. Частина 1 // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – №2. – С. 18-20.

REFERENCES: *I.* Bondar R.P., Chebotarun I.S., Podoltsev A.D. Modeling of dynamic characteristics of a nonlinear oscillatory system with a magnetic spring. Part 1. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.2, pp. 18-20.

Поступила (received) 08.09.2014.

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@mail.ru

E.I. Baida

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

Some features of dynamic characteristics of bumpers with permanent magnets.

This article describes the features of the dynamics of the bumper with permanent magnets. Pictures of the magnetic field in 3D are presented, transients are calculated. It is shown that operation of this system depends on the parameters of the magnets, body weight, amplitude, shape and frequency of oscillations. It is shown that operation of the system mainly depends on the damping force, which must be considerable. It is shown that the bumpers, built on the basis of permanent magnets with radial magnetization, require forced stabilization in the radial direction regardless of their number and spatial distribution.

Key words – dynamics of the bumper with permanent magnets, magnets with radial magnetization.

Г.М. Голенков, М.А. Аббасян

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАБОТЫ КОАКСИАЛЬНО-ЛИНЕЙНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ С АКСИАЛЬНЫМ И РАДИАЛЬНЫМ НАПРАВЛЕНИЯМИ НАМАГНИЧИВАНИЯ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ ПРИ ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Проведено теоретичні та експериментальні дослідження амплітудних, фазових та інерційно-силових частотних характеристик двох типів коаксіально-лінійних електричних двигунів зворотно-поступального руху з постійними магнітами, вектор намагнічування яких направлений аксіально та радіально по відношенню до вісі бігуна, а також здійснено порівняльний аналіз характеристик цих двигунів.

Проведены теоретические и экспериментальные исследования амплитудных, фазовых и инерционно-силовых частотных характеристик двух типов коаксиально-линейных электрических двигателей возвратно-поступательного движения с постоянными магнитами, вектор намагничивания которых направлен аксиально и радиально по отношению к оси бегуна, а также выполнен сравнительный анализ характеристик этих двигателей.

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-6] были исследованы амплитудно и фазо-частотные характеристики вибрационных систем в динамическом режиме с гидравлическими, электромагнитными и асинхронными приводами рабочих органов. Перечисленные вибрационные системы имеют такие недостатки, как: малую надежность работы вибраторов, большую энергоемкость, недостаточную эргономичность и автоматизацию этих систем управления.

В качестве привода рабочих органов вибрационных систем предлагаются коаксиально-линейные двигатели с постояннымы магнитами (КЛД-ПМ).

В работах [7-9] были рассмотрены конструктивные решения вибрационных систем с двигателями КЛД-ПМ с аксиальным и радиальным векторным направлениями намагничивания постоянных магнитов (КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р), но были недостаточно исследованы электромеханические характеристики, в частности: амплитудно-частотные X = f(f); фазо-частотные $\phi = f(f)$ и инерционно-силовые частотные $F_{ин} = f(f)$ характеристики.

Исследование частотных характеристик X = f(f), $\varphi = f(f)$ и $F_{\text{ин}} = f(f)$ позволяет определить эффективность работы двигателей КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р при резонансе вибрационных систем и их сравнительные характеристики, то есть в положении резонанса вибрационных систем определить затраты энергии, доставляемой системе при максимальной величине возмущающей силы, развиваемой двигателями КЛД-ПМ, и сравнить их между собой в абсолютных и относительных единицах.

Целью работы является исследование электромеханических частотных характеристик $X = f(f); \varphi = f(f), F_{ин} = f(f)$ двигателей КЛД-ПМ.

Сравнение электромеханических частотных характеристик между вибрационными системами КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р в абсолютных и относительных единицах осуществляется при одинаковых конструктивных и электрических параметрах статоров двигателей КЛД-ПМ и равных по массе магнитах, используемых при построении полюсов бегунов. Поэтому данная работа является актуальной.

Описание, конструктивные размеры и злектромеханические параметры физической модели двигателя КЛД-ПМ.

Предложена физическая модель вибрационной системы, приводом рабочего органа которой является коаксиально-линейный двигатель с постоянными магнитами (рис. 1, табл. 1).



Рис. 1

На рис. 1: a – физическая модель и схематичное изображение вибратора, где: статор – 1, магнито-провод статора – 2, обмотки статора – 3, бегун – 4, концентраторы магнитного потока (полюса) – 5,

пружины – 6, дополнительная масса – 7; б – бегун с постоянными магнитами, вектор намагничивания которых направлено аксиально (ПМ-А),

© Г.М. Голенков, М.А. Аббасян

где: постоянные магниты – 1, концентраторы магнитного потока (полюса) – 2, стержень бегуна – 3; в – бегун с постоянными магнитами, вектор намагничивания которых направлено радиально (ПМ-Р), где: постоянные магниты – 1, концентраторы магнитного потока – 2, стержень бегуна – 3.

		Таблица 1
n	Наименование	Размеры
1	Внешний диаметр магнитопровода статора, мм (стальная проволока, <i>d</i> = 1 мм)	$D_{s} = 96$
2	Внутренний диаметр магнитопровода статора, мм	$d_s = 86$
3	Длина магнитопровода статора, мм	$L_s = 152$
4	Внешний диаметр катушки статора, мм	$D_k = 86$
5	Внутренний диаметр катушки статора, мм	$d_k = 76$
6	Ширина катушки, мм	$b_k = 73$
7	Сечение провода обмотки статора, мм ²	$\Delta s = 0,724$
8	Число витков в катушке статора (2 ед.)	W = 250
9	Общая длина проводника катушек статора, м	$l_s = 111$
10	Немагнитный зазор между магнитопроводом статора и бегуном, мм	$\delta=7$
11	Конструктивные размеры концентраторов магнитного потока (полюсов), мм	$D_n = 60;$ $d_n = 20;$ $b_n = 40$
12	Площадь активной части полюсов бегуна, мм ²	$S_{Mn} = 15072$
13	Конструктивные размеры постоянных магнитов "А", мм	$D_{ax} = 5;$ $d_{ax} = 20;$ $b_{ax} = 14$
14	Масса постоянных магнитов "А" (3 ед.), кг	$m_{ax} = 0,51$
15	Общая длина магнитной системы бегуна, мм	$L_{\partial} = 112$
16	Конструктивные размеры постоянных магнитов "Р", мм	$L_{rad} \times b_{rad} \times h_{rad}$ 38×10×5
17	Масса постоянных магнитов "Р" (30 ед.), кг	$m_{rad} = 0,495$
18	Полюсное деление, мм	$\tau = 56$
19	Внешний диаметр пружины сжатия (ГОСТ 13766-86; <i>d</i> = 5мм), мм	<i>D</i> = 32
20	Число витков пружины	<i>n</i> = 9,5
21	Коэффициент жесткости пружины, Н/мм	<i>k</i> = 2959,25

Математическое моделирование и экспериментальное исследование частотных характеристик двигателей КЛД-ПМ вибрационной системы при динамическом режиме.

Исследования амплитудно-частотных характеристик X = f(f), инерционно-силовых частотных характеристик $F_{\text{ин}} = f(f)$ и фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ двигателей КЛД-ПМ проводились при синусоидальном источнике питания. Вынужденные колебания рабочего органа вибратора создаются при помощи электромагнитной силы, развиваемой двигателем КЛД-ПМ:

$$F_{\mathcal{II},\mathcal{M}} = F_{a(\mathcal{M}ax)} \cos \omega t , \qquad (1)$$

где $F_{a(\max)}$ — максимальное значение вынуждающей силы, H; $\omega = 2\pi f$ – угловая частота, paд/c; f – частота сети, Гц.

Дифференциальное уравнение вынужденных колебаний вибратора, ориентированного горизонтально, по [1-3, 12], имеет вид:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + c\frac{dx}{dt} + kx = F_{a(\max)}\cos\omega t.$$
 (2)

Физическая модель вибратора КЛД-ПМ (см. рис. 1), предложенная для исследования в данной работе, может быть представлена в виде эквивалентной механической схемы (рис. 2).



На рис. 2: a – эквивалентная механическая схема вибрационной системы КЛД-ПМ с аксиальным направлением намагничивания вектора постоянных магнитов; δ – эквивалентная механическая схема вибрационной системы КЛД-ПМ с радиальным направлением вектора намагничивания постоянных магнитов, где: МП – магнитопровод статора двигателя; ОС – обмотка статора; NS – постоянные магниты.

При работе вибрационной системы КЛД-ПМ вибратор ориентирован вертикально (см. рис. 2); кроме максимального значения электромагнитного тягового усилия $F_{a(max)}$, участвует статическая нагрузка F_{ct} , которая действует согласно электромагнитной силе, развиваемой двигателем, вниз по оси *x* (см. рис. 2).

Тогда, с учётом статической нагрузки $F_{\rm cr}$ и результирующей силы магнитного притяжения $\Sigma F_{\rm пмр}$ уравнение (3) примет вид:

$$m\frac{d^2x}{dt^2} + c\frac{dx}{dt} + kx = F_{a(\max)}\cos\omega t + F_{cm} - \Sigma F_{\Pi M}, \quad (3)$$

где: т – масса подвижной части вибратора (бегуна),

кг;
$$m \frac{d^2 x}{dt^2}$$
 – сила, приложенная к центру тяжести

подвижной части (бегуна) вибратора, Н; $c \frac{dx}{dt}$ – сила

трения, которую необходимо преодолевать при перемещении стержня бегуна относительно подшипников скольжения, H; F_a – максимальное значение амплитуды вынуждающей силы, H; F_{ст} = mg - статическая нагрузка, H; kx – сила натяжения, развиваемая сжатой пружиной, Н; F_{пм} – сила притяжения от постоянных магнитов по отношению к магнитопроводу статора магнитов по отношение . для двигателя "КЛД-ПМ", $H; \frac{d^2x}{dt^2}$ – линейное ускоре-

ние, м/c² и $\frac{dx}{dt}$ – линейная скорость, совпадающая по

направлению с силой, приложенной к центру тяжести подвижной части двигателя, м/с; с – коэффициент трения между стержнем бегуна и подшипниками скольжения, H·c/м [10]; k - коэффициент жесткости пружины (коэффициент жесткости пружины одного витка равен 311,50 H/мм) [11]; x – перемещение пружины, м; *t* – время, с.

Характерной особенностью коаксиальнолинейных двигателей является круговая компенсация силы магнитного притяжения F_{пм} при условии осесимметричного расположения бегуна.

Тогда уравнение (3) будет иметь вид:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + \frac{c}{m} \cdot \frac{dx}{dt} + \frac{kx}{m} = \frac{F_{a_{(Max)}}}{m} \cos \omega t + \frac{F_{cm}}{m}.$$
 (4)

Следовательно, полученные выражения (3) и (4) являются дифференциальными уравнениями вынужденных колебаний вибрационной системы КЛД-ПМ.

Согласно работе [2] в выражение (4) введём коэффициент демпфирования h = c/2m и собственную угловую частоту $\omega_0 = \sqrt{k/m}$ вибратора.

Тогда уравнение (4) примет вид:

$$\frac{d^2x}{dt^2} + 2h\frac{dx}{dt} + \omega_0^2 x = \frac{F_a(\max)}{m}\cos\omega t + \frac{F_{cm}}{m}.$$
 (5)

Решение уравнения (5) получаем путем его прямого интегрирования при начальных условиях: $x = x_0$; $dx/dt = dx_0/dt$, а также при $h < \omega_0$, запишется в виде:

$$x = e^{-ht} (x_0 \cos \omega_1 t + \frac{x_0 h + \dot{x}_0}{\omega_1} \sin \omega_1 t) - \frac{F_{a(\max)} e^{-ht}}{m[(\omega_0^2 + \omega^2)^2 + 4h^2]^2} [(\omega_0^2 + \omega^2) \cos \omega_1 t + (6) + \frac{h}{\omega_1} (\omega_0^2 + \omega^2) \sin \omega_1 t] + x_a \cos(\omega t - \varphi),$$

где: $\omega_1 = \sqrt{\omega_0^2 - h^2}$ – докритическая резонансная частота; ф – фазовое запаздывание перемещения бегуна двигателя по отношению к вынуждающей силе, град.

Выражение (6) описывает переходные колебания [1], а выделенные формулы (7) и (8) из данного вырасоответственно жения являются амплитудночастотной и фазо-частотной характеристиками:

$$x_{a} = \frac{F_{a(\max)}}{m\sqrt{(\omega_{0}^{2} - \omega^{2})^{2} + 4h^{2}\omega^{2}}}$$
(7)

$$\varphi = \operatorname{arctg} \frac{2h\omega}{\omega_0^2 - \omega^2} \,. \tag{8}$$

Максимальное значение электромагнитного тягового усилия F_{a(max)}, развиваемого двигателем КЛД-ПМ, определялось по формуле $F_{a(max)} = lB_{\delta}I$ с использованием данных, полученных в [14] при исследовании электромеханических тяговых характеристик физической модели КЛД-ПМ.

Тогда максимальное значение результирующей амплитуды вынуждающей силы перемещения бегуна относительно статора двигателя соответствует выражению:

$$F_a = F_{a(\max)} + F_{cm}.$$
 (9)

Следовательно, выражение (7), определяющее амплитудно-частотную характеристику двигателя КЛД-ПМ с учётом (9), примет вид:

$$x_a = \frac{F_a}{m\sqrt{(\omega_0^2 - \omega^2)^2 + 4h^2\omega^2}}.$$
 (10)

Исследовав уравнение (10) на экстремум, для определения максимального значения амплитуды перемещения бегуна получим выражение:

$$x_{a(\text{pe3})} = \frac{F_a}{2mh\sqrt{(\omega_0^2 - h^2)}}.$$
 (11)

Из данного выражения (11) находим максимальное значение амплитуды перемещения бегуна двигателя.

Известно, что максимальное значение колебания бегуна КЛД-ПМ возможно в пределах половины полюсного деления т/2 [9, 13] (полюсное деление исследуемой физической модели двигателя КЛД-ПМ (см. табл. 1) составляет τ = 0,056 м).

Подставляя значение параметров физической модели двигателя КЛД-ПМ (см. табл. 1) в выражение (11), получаем максимальное значение амплитуды колебания бегуна. Расчёты показали, что при резонансе амплитуда колебания бегуна составила $x_{a(\text{pas})} = 6,67$ мм.

Сравнивая параметры амплитуды колебания *х*_{*a*(раз)} бегуна двигателя КЛД-ПМ, полученные при расчёте, со значением полюсного деления т, очевидно, что расчетное значение амплитуды колебания в несколько раз больше полюсного деления двигателя.

Следовательно, выражение (11) идеализировано и не учитывает факторы изменения коэффициента трения между стержнем бегуна, выполненного из немагнитной стали, и бронзовыми подшипниками скольжения в процессе работы двигателя, связанного со скоростью перемещения бегуна и изменением его температурного режима, а также возможного изменения симметрии зазора между магнитной системой постоянных магнитов бегуна и магнитопроводом статора, что ведёт к демпфированию и т.д. Эти факторы реально влияют при частоте, близкой к значению резонансной частоты f₀, на максимальное значение амплитуды колебания *х*_{*a*(раз)} бегуна двигателя при его работе.

Анализируя амплитудно-частотные характеристики колебательных систем [2, 12, 15] на основании экспериментальных исследований физических моделей КЛД-ПМ (см. рис. 11, 12), можем выделить для оценки эффективности работы двигателей КЛД-ПМ,

как исполнительных механизмов рабочих органов вибратора, понятие добротности:

$$Q = f_0 / \Delta f , \qquad (12)$$

где f_0 – резонансная частота, Гц; Δf – ширина резонансной кривой или полосы пропускания контура $(f_{*B} - f_{*H})$, то есть разность между высшей f_{*B} и низшей f_{*H} частотами кривой характеристики X = f(f) на оси X с отметкой $x_{a(\text{раз})}/\sqrt{2}$.

Следовательно, для построения амплитудночастотных характеристик X = f(f) двигателей КЛД-ПМ используем графо-аналитический способ.

Так, например, параллельно оси f на кривых амплитудно-частотных характеристик X = f(f) двигателей КЛД-ПМ-А (рис. 3) и КЛД-ПМ-Р (рис. 4) фиксируем крайние значения частот f_{*B} и f_{*H} , то есть полосы пропускания контура Δf . При пересечении полосы пропускания с ветвями кривой амплитудно-частотной характеристики проводим горизонтальную линию через полученные точки на кривой X = f(f) и ось X. Точку пересечения горизонтальной линии, проведённой через ось X, обозначим через X_{nn} .

Тогда максимальное значение амплитуды колебания бегуна можем определить по формуле:

$$X_{a(\text{pes})} = \sqrt{2}X_{\Pi\Pi} \,. \tag{13}$$



Здесь X_0 – амплитуда статического отклонения бегуна, мм. Под амплитудой статического отклонения $X_0 = F_a/m\omega_0$ понимают статическую деформацию упругих связей сил, образующихся за счёт потокосцепления магнитного поля постоянных магнитов с магнитным полем магнитной системы обмоток статора двигателя под действием статической нагрузки бегуна при резонансной угловой частоте ω_0 .

Анализируя амплитудно-частотные характеристики колебателных систем (см. рис. 3, 4),

можно сделать следующие выводы: так, для двигателей физической модели КЛД-ПМ с аксиальным направлением вектора намагничивания постоянных магнитов при полосе пропускания контура $\Delta f_{ax} = 1,93$ Гц добротность составляет $Q_{ax} = 12,49$, а для двигателя с радиальным направлением вектора намагничивания постоянных магнитов при полосе пропускания контура $\Delta f_{rad} = 1,69$ Гц добротность составляет $Q_{rad} = 14,30$, где резонансная частота $f_0 = 24,40$ Гц. Резонансная частота исследуемого двигателя физической модели КЛД-ПМ была определена по формуле:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m}} , \qquad (14)$$

где значения параметров коэффициента жесткости пружины k и массы подвижной части двигателя m представлены в табл. 1.

На рис. 5, 6 изображены семейства кривых амплитудно-частотных характеристик X = f(f), полученных графо-аналитическим способом, соответственно для двигателей КЛСД-ПМ с аксиальным и радиальным направлениями вектора намагничивания постоянных магнитов при различных плотностях токов для двигателя КЛД-ПМ-А: J = 2,83; 3,3; 3,92; 4,56 А/мм², а для двигателя КЛД-ПМ-Р: J = 1,88; 2,99; 3,54; 3,92 А/мм².



Подставляя значение частоты f_i в пределах от 0 до 40 Гц и, соотвественно, при выбранной частоте значение величины амплитуды колебания X_i бегуна двигателя КЛД-ПМ в выражение для определения инерционной силы:

$$F_{\rm HH} = mX_i (2\pi f_i)^2 , \qquad (15)$$

получим кривые инерционно-силовых частотных характеристик $F_{\rm иH} = f(f)$ для двигателей КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р (рис. 7, 8), где $F_{\rm cH}$ – статическая нагрузка.



С целью определения энергетического преимущества одного коаксиально-линейного двигателя с постоянными магнитами перед другим, а именно двигателей с аксиальным и радиальным направлениями вектора намагничивания постоянных магнитов относительно оси бегуна и их сравнения в абсолютных и относительных единицах при одинаковых конструктивных и электрических параметрах статора двигателя и равных по массе магнитах, применённых при построении полюсов бегунов, предлагается использовать такие характеристики, как $\beta_x = f(J)$ (рис. 14) и $\beta_F = f(J)$ (рис. 17), где $\beta_x = X_{\text{макс}}/X_0 - \kappa o \Rightarrow \phi \phi u$ циент динамичности [10], определяющий способность двигателей КЛД-ПМ развивать при резонансе максимальные значения амплитуды колебаний $X_{\text{макс}}$ бегуна КЛД-ПМ по отношению к амплитуде статического отклонения X_0 ; $\beta_F = F_{\mu\mu, \text{макс}}/F_{\text{ст}} - коэффициент$ динамического усиления, определяющий способности двигателей КЛД-ПМ развивать при резонансе максимальные значения силы инерции F_{ин.макс} по отношению к статической нагрузке F_{ст}.

Характеристика $\beta_x = f(J)$ (см. рис. 14) определяет зависимость коэффициента динамичности амплитудных колебаний бегуна КЛД-ПМ β_x от плотности тока *J*, а характеристика $\beta_F = f(J)$ (см. рис. 17) опеределяет зависимость коэффициента динамического усилия инерционных сил β_F , развиваемого двигателем, от плотности тока *J*.

На основании анализа семейства амплитудночастотных характеристик X = f(f) двигателей КЛД-ПМ (рис. 5, 6) построены кривые характеристик $\beta_x = f(J)$ (рис. 13), где $\beta_{x(\tau)(ax)} = f(J)$ – расчётная кривая зависимости коэффициента динамичности от плотности тока для двигателя КЛД-ПМ-А; $\beta_{x(\tau)(rad)} = f(J)$ – расчётная кривая зависимости коэффициента динамичности от плотности тока для двигателя КЛД-ПМ-Р. На рис. 9 изображено семейство кривых фазочастотных характеристик $\varphi = f(f)$ физической модели двигателей КЛД-ПМ, которые построены с использованием выражения (9) и соответствующих параметров двигателя (см. табл. 1) при заданных коэффициентах демпфирования h = 6,8; 13,6; 20,4; 27,2 с⁻¹.



Анализируя семейство кривых фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ для вибрационной системы КЛД-ПМ (см. рис. 9), можно увидеть, что при переходе через резонанс φ изменяется от $-\pi/2$ до $\pi/2$ тем быстрее, чем меньше трение. В положении резонанса независимо от величины демпфирования h сдвиг фаз равен 0 и энергия, доставляемая системе возмущающей силой двигателя $F_{a(max)}$, максимальна.

Экспериментальные исследования двигателей КЛД-ПМ вибрационной системы при динамическом режиме.

Для проведения экспериментального исследовання двигателей КЛД-ПМ при динамическом режиме его работы с целью получения частотных электромеханических характеристик X = f(f); $\varphi = f(f)$ и $F_{ин} = f(f)$ вибрационной системы разработан стенд (рис. 10).



Рис. 10

На рис. 10: двигатель КЛД-ПМ – 1, закреплённый на платформе – 2; инвертор ПЧ-ЈR9000 (с законом регулирования U/f = const) – 3; комплект измерительных приборов К-505 – 4; датчик тока – 5; блок питания – 6; датчик ускорения (акселерометр) – 7; цифровой осциллограф RIGOL DS1022C-8.

Электрическая принципиальная схема стенда для исследования частотных характеристик коаксиально-

линейного двигателя с постоянными магнитами изображена на рис. 11.



На рис. 11: КЛД-ПМ – коаксиально-линейный двигатель с постоянными магнитами; ОИ – обмотка статора двигателя; NS – постоянные магниты; K-505 – комплект измерительных приборов; ПЧ-JR9000 – инвертор (U/f = const); PA – датчик тока; Pg – датчик ускорения (акселерометр); OSC – цифровой осциллограф.

Экспериментальные исследования электромеханических частотных характеристик X = f(f); $\varphi = f(f)$ и $F_{\text{ин}} = f(f)$ коаксиально-линейных двигателей с постоянными магнитами, намагничивание которых аксиально и радиально направлено по отношению к оси бегуна, проводились при напряжениях U = 80, 100, 120, 140 и 160 В, которые подавались на обмотки статора через инвертор, изменяя при этом значение величины частоты *f* в пределах (10...40) Гц.

При испытании двигателей КЛД-ПМ плотность тока при резонансной частоте, соответственно, для двигателя КЛД-ПМ-А составляла J = 1,18; 2,83; 3,3; 3,92; 4,56 А/мм², а для КЛД-ПМ-Р плотность тока составляла J = 1,35; 1,88; 2,99; 3,54; 3,92 А/мм².

Данные эксперимента фиксировались по приборам К-505, ПЧ-ЈR9000 и *OSC*, а затем заносились в "рабочую тетрадь" компьютера.

При построении электромеханических частотных характеристик X = f(f); $F_{\text{ин}} = f(f)$ и $\varphi = f(f)$ коаксиальнолинейных двигателей с постоянными магнитами были использованы осциллограммы кривых токов i = f(t) и ускорения движения бегуна двигателя g = f(t), зафиксированных на осциллографе *OSC* (см. рис. 11).

Для определения значений параметров экспериментальных кривых электромеханических частотных характеристик X = f(f), $F_{uh} = f(f)$ и $\varphi = f(f)$, а также характеристик фазового угла сдвига между током i = f(t) и кривой ампилитуды колебания бегуна x = f(t) для двигателя КЛД-ПМ с аксиальным и радиальным направлениями вектора намагничивания постоянных магнитов был использован графоаналитический способ расчёта и программа Delphi.

На рис. 12, 13 изображены семейства кривых амплитудно-частотных характеристик X = f(f), а на рис. 15, 16 – семейства кривых инерционно-силовых частотных характеристик $F_{\text{ин}} = f(f)$ для двигателей КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р.

Значения параметров амплитудно-частотных характеристик X = f(f) и инерционно-силовых частотных

характеристик $F_{\rm ин} = f(f)$ были получены в результате экспериментальных исследований физических моделей коаксиально-линейных двигателей с постоянными магнитами, значения которых были рассчитаны графо-аналитическим способом.



На основании анализа семейств амплитудночастотных характеристик X = f(f) двигателей КЛД-ПМ (см. рис. 5, 6, 12, 13) построены кривые характеристик зависимости коэффициента динамичности от плотности тока $\beta_x = f(J)$ (рис. 14) для двигателей КЛД-ПМ.



На рис. 14 изображены кривые: a – экспериментальные $\beta_{x(3)(ax)} = f(J)$ и расчётные $\beta_{x(\tau)(ax)} = f(J)$ для двигателя КЛД-ПМ-А; δ – экспериментальные $\beta_{x(3)(rad)} = f(J)$ и расчётные $\beta_{x(\tau)(rad)} = f(J)$ для двигателя КЛД-ПМ-Р.

Аппроксимируя кривые $\beta_x = f(J)$ (см. рис. 14), получим выражения зависимости коэффициента динамичности от плотности тока для двигателей КДЛ-ПМ:

$$\beta_{x(\mathfrak{z})(ax)} = 4,7403J + 1,869, \qquad (16)$$

$$\beta_{x(3)(rad)} = 3,9674J + 10,55 , \qquad (17)$$

$$\beta_{x(T)(ax)} = 4,4841J + 2,9366$$
, (18)

$$\beta_{x(T)(rad)} = 4,3065J + 8,6965$$
. (19)

Выражения (16) и (17) соответствуют аппроксимированным экспериментальным кривым, соответственно, для двигателей КЛД-ПМ с аксиальным $\beta_{x(3)(ax)} = f(J)$ и радиальным $\beta_{x(3)(rad)} = f(J)$ направлениями вектора намагничивания постоянных магнитов, а выражения (18) и (19) соответствуют расчётным кривым $\beta_{x(\tau)(ax)} = f(J)$ и $\beta_{x(\tau)(rad)} = f(J)$ для тех же двигателей.

Результаты расчётов показали, что расхождение значений коэффициентов динамичности β_x при плотности тока J = 3 А/мм² (ПВ 100 %) составляет, соответственно, при экспериментальном исследовании $\Delta\beta_{x(3)} = 38,5$ % а при теоретическом – $\Delta\beta_{x(\tau)} = 44,9$ %.

Разница между теоретическими и экспериментальными исследованиями значений коэффициентов динамичности составляет $\Delta\beta_x = 6,4$ %, что удовлетворяет условиям проектирования такого вида двигателей.

На рис. 15, 16 изображены кривые инерционносиловых характеристик $F_{\rm HH} = f(f)$ для двигателей КЛД-ПМ при подаче напряжения на обмотку статора U = 120 В. Также зафиксированы максимальные значения усилий, развиваемых двигателями при резонансной частоте f = 24,2 Гц и различных плотностях тока, а именно: для двигателя КЛД-ПМ-А (J = 1,18; 2,83; 3,3; 3,92; 4,56, А/мм²) (см. рис. 17); для двигателя КЛД-ПМ-Р (J = 1,35; 1,88; 2,99; 3,54; 3,92, А/мм²) (см. рис. 18).





 $F_{m}.10^{2}, H$ 28 26,35 • 26 7=3,92 A/mm² 24,30-24 J=3,54 А/мм² 22,23• 22 J=2,99 А/мм² 20 18,56• 18 J=1,88 А/мм² 16 14 J=1.35 А/мм² 12 9,73-10 8 24,2*F*i 6 4 $F_{...} = 71.05 H$ 2 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24 26 28 30 32 34 36 38 40 4 f. Fu Рис. 16



зависимости коэффициента динамического усиления инерционных сил, развиваемых двигателями КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р, от плотности тока $\beta_F = f(J)$ (рис. 17).

Коэффициенты динамического усиления инерционных сил β_F определяют способность двигателей КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р развивать при резонансе максимальные значения инерционных сил $F_{\mu\mu}$.



На рис. 17 изображены кривые: a – экспериментальные $\beta_{F(3)(ax)} = f(J)$ и расчётные $\beta_{F(\tau)(ax)} = f(J)$ кривые зависимости динамического усиления инерционных сил от плотности тока для двигателя КЛД-ПМ-А; δ – экспериментальные $\beta_{F(3)(rad)} = f(J)$ и расчётные $\beta_{F(\tau)(rad)} = f(J)$ кривые зависимости динамического усиления инерционных сил от плотности тока для двигателя КЛД-ПМ-Р.

Аппроксимируя кривые $\beta_F = f(J)$ (см. рис. 17), получим выражения зависимости коэффициента динамического усиления инерционных сил от плотности тока для двигателей КДЛ-ПМ:

$$\beta_{F(3)(ax)} = 7,1784J + 4,931, \qquad (20)$$

$$\beta_{F(\mathfrak{Z})(rad)} = 5,2308J + 16,15, \qquad (21)$$

$$\beta_{F(9)(ax)} = 5,2308J + 16,15 , \qquad (22)$$

$$\beta_{F(T)(rad)} = 5,8949J + 15,21.$$
⁽²³⁾

Выражения (20) и (21) соответствуют аппроксимируемым экспериментальным кривым, соответственно, для двигателей КЛД-ПМ с аксиальным $\beta_{F(3)(ax)} = f(J)$ и радиальным $\beta_{F(3)(rad)} = f(J)$ направлениями вектора намагничивания постоянных магнитов, а выражения (22) и (23) соответствуют расчётным кривым $\beta_{F(T)(ax)} = f(J)$ и $\beta_{F(T)(rad)} = f(J)$ для тех же двигателей.

Результаты расчётов показали, что расхождение значений коэффициентов динамического усиления инерционных сил β_F при зависимости динамического усиления инерционных сил от плотности тока J = 3 А/мм² (ПВ 100 %) составляет соответственно при экспериментальном исследовании $\Delta\beta_{F(3)} = 20,29$ %, а при теоретическом – $\Delta\beta_{F(x)} = 23,63$ %.

Разница между теоретическими и экспериментальными исследованиями значений коэффициентов динамического усиления инерционных сил составляет $\Delta\beta_F = 3,34$ %, что удовлетворяет условиям проектирования такого вида двигателей.

На рис. 18, 19 изображены семейства кривых фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ двигателей КЛД-ПМ-А и КЛД-ПМ-Р. Параметры фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ были получены в результате

экспериментальных исследований физических моделей коаксиально-линейных двигателей с постоянными магнитами, значения которых были рассчитаны графо-аналитическим способом.



Анализируя семейство кривых фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ двигателей КЛД-ПМ (см. рис. 9, 18, 19), заметим, что быстрый переход фазо-частотных характеристик, исследуемых для этих двигателей, близкий к резонансной частоте f_0 (в пределах полосы пропускания контура $\Delta f_{ax} = 1,93$ Гц для двигателя КЛД-ПМ-А и полосы пропускания контура $\Delta f_{rad} = 1,69$ Гц для двигателя КЛД-ПМ-Р) и обусловлен уменьшением сил трения при работе двигателей, то есть сила трения стремится к нулю [15].

В положении резонанса (см. рис. 9, 18, 19) независимо от величины демпфирования h угол сдвига фаз равен нулю $\phi = 0$ и энергия, доставляемая системе возмущающей силы $F_{_{\rm ЭЛ.M}}$ двигателя, имеет максимальное значение, следовательно, потери мощности двигателя КЛД-ПМ на трение приближаются к нулю и коэффициент мощности при этом равен единице, то есть соѕф = 1. Экспериментальные исследования фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ вибрационных систем физических моделей КЛД-ПМ (см. рис. 18, 19) подтверждают характер изменения теоретических фазо-частотных характеристик этих двигателей (см. рис. 9).

выводы

Экспериментальные исследования фазочастотных характеристик $\varphi = f(f)$ вибрационных систем физических моделей КЛД-ПМ подтверждают характер изменения кривых фазо-частотных характеристик, полученных теоретически. Например, быстрый переход фазо-частотных характеристик $\varphi = f(f)$ исследуемых двигателей КЛД-ПМ, близкий к резонансной частоте, характерен как для экспериментальных кривых, так и для теоретических кривых (в пределах полосы пропускания $\Delta f_{ax} = 1,93$ Гц для двигателя КЛД-ПМ-А, и $\Delta f_{rad} = 1,69$ Гц для двигателя КЛД-ПМ-Р).

При резонансе, независимо от величины демпфирования, угол сдвига фаз равен нулю, а коэффициент мощности равен единице.

Анализируя и сравнивая полученные характеристики $\beta_x = f(J)$ и $\beta_F = f(J)$ для двигателей КЛД-ПМ, можно видеть, что значения коэффициентов динамичности и значения коэффициентов динамического усиления инерционных сил для двигателей с радиальным направлением намагничивания постоянных магнитов значительно больше, чем с аксиальным. Например, при $J = 3 \text{ А/мм}^2$ ($\beta_{x(ax)} = 16,08$, а $\beta_{x(rad)} = 22,45$; $\beta_{F(ax)} = 26,46$, а $\beta_{F(rad)} = 31,84$).

Анализируя АЧХ и ФЧХ, видим, что при работе двигателя КЛД-ПМ устойчивость вибрационных систем находится в пределах рабочих частот ($f_{*B} - f_{*H}$) (см. рис. 3, 4), а за резонансной частотой f_0 кривые характереистик X = f(f), $F_{uH} = f(f)$ резко падают.

Результаты теоретического, компьютерного и экспериментального исследования физической модели коаксиально-линейного двигателя в данной работе показали, что предложенные конструктивные решения по исполнению бегуна с полюсами, постоянные магниты которых намагничены радиально по отношению к оси бегуна, более эффективны и позволяют разработать двигатели необходимой мощности для современных вибраторов, применяемых в строительной индустрии и других отраслях.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бауман В.А., Быховский И.И. Вибрационные машины и процессы в строительстве. Учебное пособие для студентов строительных и автомобильно-дорожных вузов. М.: Высшая школа, 1977. – 255 с.

2. Мартынов В.Д., Алешин Н.И., Морозов Б.П. Строительные машины и монтажное оборудование: Учебник для студентов вузов по специальности "Подъёмнотранспортные, строительные, дорожные машины и оборудование". – М. :Машиностроение, 1990. – 352 с.

 Вибрации в технике: Справочник в 6-ти томах. Т.1. Колебания линейных систем. Под ред. Болотина В.В. – М.: Машиностроение, 1978. – 352 с.

4. Баранов В.Н., Захаров Ю.Е. Электрогидравлические и гидравлические вибрационные механизмы. – М.: Машиностроение, 1977. – 325 с.

5. Матвеев И.Б. Гидропривод машин ударного и вибрационного действия. – М.: Машиностроение, 1974. – 184 с. 6. Баранов Ю.А. Создание строительных ударновибрационных машин с электромагнитным приводом: дисс. канд. техн. наук. – К.: КГТУСиА, 1994. – 150 с.

7. Патент №57743, Україна, МПК(2011.01), ЕО2D 7/00, ЕО2D 7/18(2006.01),ЕО2D 7/20(2006.01). Віброзбуджувач // Богаєнко М.В., Голенков Г.М., Голуб В.П., Попков В.С., Сидора А.М., Срібний В.О. Публ. 10.03.2011, бюл. №5.

8. Патент №93168, Україна, МПК (2011.01), Н02К 33/00, Н02К 41/025. Лінійний електродвигун зворотнопоступального руху // Барабаш В.А., Богаєнко М.В., Голенков Г.М., Голуб В.П., Попков В.С. Публ. 10.01.2011, бюл. №1. 9. Бондар Р.П., Голенков Г.М., Литвин О.Ю., Подольцев О.Д. Моделювання енергетичних характеристик вібратора з лінійним електричним приводом // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2013. – №2(22). – С. 66-74.

10. Анурьев В.И. Справочник конструкторамашиностроителя: В 3-х томах. Т.З., 6-е изд. – М.: Машиностроение, 1982. – 736 с.

11. http://www.spravconstr.ru/html/v3/ch32.html6.

12. Яворский Б.М., Детлаф А.А. Справочник по физике. Для инженеров и студентов вузов. М.: Наука, 1964. – 848 с.

13. Голенков Г.М., Аббасян М.А. Моделирование распределения магнитной индукции коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – №1. – С. 21-24.

14. Голенков Г.М., Аббасян М.А. Электромеханические характеристики коаксиально-линейного двигателя с аксиальным и радиальным направлениями намагничивания постоянных магнитов // Технічна електродинаміка. – 2014. – №3. – С. 64-69.

15. Бидерман В.Л. Теория механических колебаний: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1980. – 408 с.

REFERENCES: 1. Bauman V.A., Bykhovsky I.I. Vibratsionnye mashiny i protsessy v stroitel'stve. Uchebnoe posobie dlia studentov stroitel'nykh i avtomobil'no-dorozhnykh vuzov [Vibration machines and processes in construction. Textbook for students of construction and automobile-andhighway universities]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 1977. 255 p. 2. Martynov V.D., Aleshin N.I., Morozov B.P. Stroitel'nye mashiny i montazhnoe oborudovanie: Uchebnik dlia studentov vuzov po spetsial'nosti "Pod'emno-transportnye, stroitel'nye, dorozhnye mashiny i oborudovanie" [Construction machines and assembly equipment: Textbook for students in specialty "Lifting-and-vehicles, building, road machines and equipment"]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1990. 352 p. 3. Bolotin V.V. Vibratsii v tekhnike: Spravochnik v 6-ti tomakh. T.1. Kolebaniia lineinykh system [Vibrations in technology. Handbook in 6 vols. Vol.1. Oscillations of linear systems]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1978. 352 p. 4. Baranov V.N., Zakharov Yu.E. Elektrogidravlicheskie i gidravlicheskie vibratsionnye mekhanizmy [Electrohydraulic and hydraulic vibration mechanisms]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1977. 325 p. 5. Matveev I.B. Gidroprivod mashin udarnogo i vibratsionnogo deistviia [Hydraulic drive of machines with shock and vibration actions]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1974. 184 p. 6. Baranov Yu.A. Sozdanie stroitel'nykh udarnovibratsionnykh mashin s elektromagnitnym privodom. Diss. kand. techn. nauk [Creating construction shock-vibration machines with electromagnetic actuator. Cand. tech. sci. diss.]. Kyiv, 1994. 150 p. 7. Bogaenko M.V., Golenkov G.M., Golub V.P., Popkov V.S., Sidora A.M., Sribny V.O. Vibrozbudzhuvach [Vibration exciter]. Patent UA, no.57743, 2011.

8. Barabash V.A., Bogaenko M.V., Golenkov G.M., Golub V.P., Popkov V.S. Linijnyj elektrodvygun zvorotno-postupal'nogo ruhu [Linear motor reciprocating motion]. Patent UA, no.93168, 2011. 9. Bondar R.P., Golenkov G.M., Lytvyn A.Yu., Podoltsev A.D. Modelling of power characteristics of the vibrator with a linear electric drive. Electromechanichni i energozberigayuchi systemy - Electromechanical and energy saving systems, 2013, no.2(22), pp. 66-74. 10. Anur'ev V.I. Spravochnik konstruktora-mashinostroitelia: V 3-kh tomakh. T.3., 6-e izd. [Dictionary of constructor-machine builder. In 3 vols. Vol.3. 6th edition]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1982. 736 p. 11. Available at: http://www.spravconstr.ru/html/v3/ch32.html6 (accessed 20 June 2014). 12. Iavorskii B.M., Detlaf A.A. Spravochnik po fizike [Handbook of physics]. Moscow, Nauka Publ., 1964. 848 p. 13. Golenkov G.M., Abbasian M.A. Simulation of magnetic induction distribution in a coaxial linear motor with axial and radial direction of permanent magnets magnetization. Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics, 2014, no.1, pp. 21 -24. 14. Golenkov G.M., Abbasian Mohsen. Electromechanical characteristics coaxial-linear motor with axialand radial direction of magnetization permanent magnets. Tekhnichna elektrodynamika - Technical electrodynamics, 2014, no.3, pp. 64-69. 15. Biderman V.L. Teoriia mekhanicheskikh kolebanii: Uchebnik dlia vuzov [Theory of mechanical vibrations: Textbook for universities]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 1980. 408 p.

Поступила (received) 20.10.2014

Голенков Геннадий Михайлович¹, к.т.н., доц., Аббасян Мохсен Алиакбарович¹, аспирант, ¹Киевский национальный университет строительства и архитектуры, 03680, Киев, Воздухофлотский проспект, 31, тел/phone + 38 044 2415565,

e-mail: bohdant@gmail.com, mohsen12849@yahoo.com

G.M. Golenkov¹, M.A. Abbasian¹

¹Kyiv National University of Construction and Architecture 31, Povitroflotsky Avenue, Kyiv-037, 03680 Ukraine

Modeling of operation of coaxial-linear motors with axial and radial directions of magnetization of permanent magnets in dynamic mode.

Theoretical and experimental investigations of the amplitude, phase and inertia-power frequency characteristics of two types of coaxial-linear electric motors of back-and-forth motion with permanent magnets, which magnetization vector is directed axially and radially relative to the axis of the runner are carried out. The comparative analysis of characteristics of these motors is presented.

Key words – coaxial-linear motor, permanent magnets, modeling, experimental investigations, amplitude, phase and inertia-power frequency characteristics.

В.Г. Данько, Є.В. Гончаров

ОСОБЛИВОСТІ РОБОТИ НАДПРОВІДНОГО ОБМЕЖУВАЧА СТРУМУ ПРИ РАПТОВОМУ КОРОТКОМУ ЗАМИКАННІ

У статті розглянуто обмежувач струму короткого замикання індуктивного типу з високотемпературними надпровідними обмоткою та екраном. Проаналізовано основні особливості перехідного процесу при виникненні струму короткого замикання.

В статье рассмотрен ограничитель тока короткого замыкания индуктивного типа с высокотемпературными сверхпроводящими обмоткой и экраном. Проанализированы основные особенности переходного процесса при возникновении тока короткого замыкания.

ВСТУП

Ідея використати в тім або іншому виді фазовий перехід при втраті надпровідності для обмеження струму короткого замикання виникла давно. Однак її реалізація на рівні низькотемпературних надпровідників була практично неможлива через надмірні енергетичні витрати на охолодження. Тільки з появою високотемпературних надпровідних матеріалів (ВТНП), які надійно працюють при температурі кипіння рідкого азоту, що зменшувало необхідні витрати на охолодження. Обмежувачі струму короткого замикання можна розділити на дві основні групи: резистивні та індуктивні.

Є цілий ряд пропозицій по використанню ВТНП для обмеження змінного струму в електричних мережах [1]. Найбільш придатний для цього обмежувач струму індуктивного типу з ВТНП екраном і ВТНП обмоткою, що разом з осердям розташовані в загальному кріостаті і охолоджуються рідким азотом (рис. 1).





Він послідовно з'єднаний з навантаженням і в нормальному режимі роботи (номінальний режим) крізь нього проходить струм навантаження $i_{\rm H}$, який визначається номінальною напругою $u_{\rm H}$ і повним опором навантаження $Z_{\rm H}$ (рис. 2,а).

ОСОБЛИВОСТІ ПЕРЕХІДНОГО ПРОЦЕСУ

Враховуючи те, що падіння напруги на обмежувачі струму з ВТНП не перебільшує 3...5 % від $u_{\rm H}$, а сам характер падіння напруги чисто індуктивний, можна вважати, що $i_{\rm H} = u_{\rm H}/Z_{\rm H}$.

Таким чином, на момент раптового КЗ (рис. 2,б) початкові умови будуть такими: $i_{\rm H0} = I_{\rm Hm} {\rm sin}(\psi_u - \phi_{\rm H})$, де $I_{\rm Hm} = U_{\rm Hm}/Z_{\rm H}$, ψ_u – початкова фаза КЗ, $\phi_{\rm H}$ – кут навантаження.



Рис. 2. Схема заміщення увімкнення НПОС у електромережу: a - до виникнення K3 (t = 0); 6 - при виникненні K3 (t = + 0)

Але сам процес раптового КЗ ускладнюється тим, що при збільшенні струму крізь обмежувач струму збільшується напруженість магнітного поля на поверхні ВТНП екрана і при досягненні її критичного значення $H_{\rm kp}$ він втрачає діамагнітні якості, а також може бути втрачена надпровідність ВТНП обмотки при досягненні $I_{\rm kp}$. І перше, і друге змінює як індуктивність обмежувача струму, так й резистивний опір його обмотки, а це, в свою чергу, призводить до зміни сталої часу і повного опору обмежувача струму.

Все вищевикладене дає підстави розділити перехідний процес у ВТНП ОСКЗ при раптовому КЗ на такі етапи:

1) від початкового струму $i_{\rm H0} = I_{\rm Hm} \sin(\psi_u - \phi_{\rm H})$ до втрати діамагнітної властивості ВТНП екрана (або до втрати надпровідності ВТНП обмотки);

2) від втрати діамагнітної властивості ВТНП екрана до втрати надпровідності ВТНП обмотки (або навпаки від втрати надпровідності ВТНП обмотки до втрати діамагнітної властивості ВТНП екрана);

 від втрати всіх проявів надпровідності до усталеного струму в електричній мережі.

Реалізація того чи іншого варіанта визначається підбором ВТНП матеріалів для екрана і обмотки.

Індукція магнітного поля на поверхні ВТНП екрана B_e визначається струмом і кількістю рядів *п* ВТНП обмотки [2]. Тому, знаючи $B_{\kappa p}$ для матеріалу ВТНП екрана, можна реалізувати перший варіант, прийнявши таке число рядів ВТНП обмотки, щоб В_{кр} досягалось при $I = (2,5...3) \cdot I_{\text{нт}}$. При цьому критичне значення струму повинно бути $I_{\kappa p} = (4...5) \cdot I_{\mu m}$, що гарантує нормальну роботу ВТНП ОСКЗ при можливих флуктуаціях струму в електромережі.

Другий варіант відбувається, якщо критичне значення струму I_{кр} буде на рівні (2,5...3)·I_{нт}, а В_{кр} для екрана при досягненні струмом (4...5)·*I*_{нт}.

Перший етап однаковий для обох варіантів. Його параметри – R_{OC1} – резистивний опір ВТНП обмотки, L_{OC1} – індуктивність обмежувача струму і $Z_{\rm OC1} = \sqrt{R_{\rm OC1}^2 + (2\pi f L_{\rm OC1})^2}$ – повний опір обмежувача струму – визначаються таким чином:

 $R_{\rm OC1} = P_0/I_{\rm H}^2$, де P_0 – сумарні втрати потужності в надпровідній обмотці при перемагнічуванні;

 $L_{\rm OC1} = w \Phi_{\rm p} / I_{\rm H}$, де w – число витків ВТНП обмотки, Фр – магнітний потік розсіювання (рис. 3), який числі при рядків обмотки n дорівнює $\Phi_{\rm p} = \mu_0 I_{\rm H} n^2 \frac{b_{\rm np}}{a_{\rm np}} \pi r_{\rm cr} \, .$



Рис. 3. Структурна схема ОСКЗ: 1 – осердя; 2 – ВТНП обмотка; 3 – ВТНП екран

Саме рішення на першому етапі можна представити як $i_{k1} = i_{y1} + i_{b1}$, де $i_{y1} = \frac{U_{HM}}{Z_{OC1}} \sin(\omega t + \psi_u - \phi_{OC1})$,

а *i*_{в1} находиться з диференційного рівняння

$$L_{\rm OC1} \frac{di_{\rm B1}}{dt} + R_{\rm OC1} i_{\rm B1} = 0 ,$$

що дає в загальному вигляді $i_{\rm B1} = A_{\rm I} e^{-L_{\rm OC1}}$. Таким

чином,
$$i_{\text{K1}} = \frac{U_{\text{H}m}}{Z_{\text{OC1}}} \sin(\omega t + \psi_u - \varphi_{\text{OC1}}) + A_1 e^{-\frac{1}{L_{\text{OC1}}}t}$$
.
3 початкових умов стала інтегрування
 $A_1 = I_{\text{H}m} \sin(\psi_u - \varphi_{\text{H}}) - \frac{U_{\text{H}m}}{Z_{\text{OC1}}} \sin(\psi_u - \varphi_{\text{OC1}})$.

Остаточно отримуємо:

$$i_{\mathrm{K1}} = \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \sin(\omega t + \psi_u - \varphi_{\mathrm{OC1}}) + \left[I_{\mathrm{H}m} \sin(\psi_u - \varphi_{\mathrm{H}}) - \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \sin(\psi_u - \varphi_{\mathrm{OC1}})\right] e^{-\frac{R_{\mathrm{OC1}}}{L_{\mathrm{OC1}}}t},$$

$$e^{2\pi f L_{\mathrm{OC1}}}$$

д

$$\varphi_{\rm OC1} = \operatorname{arctg} \frac{2\pi f L_{\rm OC1}}{R_{\rm OC1}}$$
.

В залежності від початкової фази КЗ зміна струму буде такою:

• при
$$\psi_u = 0$$
:
 $i_{\kappa 1} = \frac{U_{HM}}{Z_{OC1}} \sin(\omega t - \varphi_{OC1}) + \left[I_{HM} \sin(-\varphi_H) - \frac{U_{HM}}{Z_{OC1}} \sin(-\varphi_{OC1}) \right] e^{-\frac{R_{OC1}}{L_{OC1}}t};$
(1)
• при $\psi_u = \pi/2$:
 $i_{\kappa 1} = \frac{U_{HM}}{Z_{OC1}} \cos(\omega t - \varphi_{OC1}) +$

+
$$\left[I_{\rm Hm}\cos\varphi_{\rm H} - \frac{U_{\rm Hm}}{Z_{\rm OC1}}\cos\varphi_{\rm OC1}\right]e^{-\frac{R_{\rm OC1}}{L_{\rm OC1}}t}$$
. (2)

Незалежно від варіанта послідовності перехідного процесу другий етап починається при досягненні струмом $i_{\kappa 1}$ значення (2,5...3) $I_{\mu m}$ Уводячи це значення у формули (1), (2) визначаємо час закінчення (тривалість) першого етапу $t_{\kappa 1}$.

Відповідно, початкова фаза напруги для другого етапу перехідного процесу збільшується на $\omega t_{\kappa 1}$, а саме рішення в загальному вигляді буде таким

$$i_{\kappa 2} = \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC1}} \sin(\omega t + \omega t_{\kappa 1} + \psi_u - \varphi_{\rm OC2}) + A_2 e^{-\frac{R_{\rm OC2}}{L_{\rm OC2}}t},$$

де відлік по часу t починається з нуля: $0 \le t \le t_{\kappa 2}$, де $t_{\kappa 2}$ – час закінчення другого етапу.

3 початкових умов для другого етапу: при t = 0 $i_{\kappa 2} = (2,5...3) I_{\mu m}$ – визначаємо

$$A_2 = (2,5...3)I_{\rm Hm} - \frac{U_{\rm Hm}}{Z_{\rm OC1}}\sin(\omega t_{\rm K1} + \psi_u - \varphi_{\rm OC2})$$

Остаточно зміна струму на другому етапі КЗ буде такою

$$i_{\kappa 2} = \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC1}} \sin(\omega t + \omega t_{\kappa 1} + \psi_u - \varphi_{\rm OC2}) +$$

+
$$\left[(2,5...3)I_{Hm} - \frac{U_{Hm}}{Z_{OC1}} \sin(\omega t_{\kappa 1} + \psi_u - \phi_{OC2}) \right] e^{-\frac{K_{OC2}}{L_{OC2}}t}$$
.

Параметри *R*_{OC2}, *L*_{OC2}, *Z*_{OC2}, *φ*_{OC2} (рис. 4): для першого варіанта:

$$R_{\rm OC2} = R_{\rm OC1}; \ L_{\rm OC2} = \frac{w B_{\rm Hac} \pi r_{\rm CT}^2}{(2,5...3) I_{\rm Hm}};$$
$$Z_{\rm OC2} = \sqrt{R_{\rm OC1}^2 + (2\pi f L_{\rm OC2})^2}; \ \varphi_{\rm OC2} = \arctan \frac{2\pi f L_{\rm OC2}}{R_{\rm OC1}}$$

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2014. №6

• для другого варіанта:

$$R_{\text{OC2}} = \rho_{\text{IIP}} \frac{w2\pi r_{\text{CT}}}{S_{\text{IIP}}}; L_{\text{OC2}} = L_{\text{OC1}};$$

$$Z_{\text{OC2}} = \sqrt{R_{\text{OC2}}^2 + (2\pi f L_{\text{OC1}})^2}; \varphi_{\text{OC2}} = \arctan \frac{2\pi f L_{\text{OC1}}}{R_{\text{OC2}}}.$$



$$\begin{split} \Pi \mathrm{pu} \, \psi_u &= 0: \\ i_{\mathrm{K2}} &= \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \sin(\omega t + \omega t_{\mathrm{K1}} - \varphi_{\mathrm{OC2}}) + \\ &+ \left[(2, 5 \dots 3) I_{\mathrm{H}m} - \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \sin(\omega t_{\mathrm{K1}} - \varphi_{\mathrm{OC2}}) \right] e^{-\frac{R_{\mathrm{OC2}}}{L_{\mathrm{OC2}}}t} . \\ \Pi \mathrm{pu} \, \psi_u &= \pi/2: \\ i_{\mathrm{K2}} &= \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \cos(\omega t + \omega t_{\mathrm{K1}} - \varphi_{\mathrm{OC2}}) + \\ &+ \left[(2, 5 \dots 3) I_{\mathrm{H}m} - \frac{U_{\mathrm{H}m}}{Z_{\mathrm{OC1}}} \cos(\omega t_{\mathrm{K1}} - \varphi_{\mathrm{OC2}}) \right] e^{-\frac{R_{\mathrm{OC2}}}{L_{\mathrm{OC2}}}t} . \end{split}$$

На третьому етапі в зв'язку з втратою діамагнетизму ВТНП екрана і надпровідності ВТНП обмотки параметри ОСКЗ з достатньою ступінню точності можна прийняти такими

$$R_{\text{OC3}} = \rho_{\text{пр}} \frac{w2 \pi r_{\text{cT}}}{S_{\text{пp}}}; \ L_{\text{OC3}} = \frac{wB_{\text{Hac}} \pi r_{\text{cT}}^2}{(4...5)I_{\text{Hm}}};$$
$$Z_{\text{OC3}} = \sqrt{R_{\text{OC3}}^2 + (2\pi f L_{\text{OC3}})^2}; \ \varphi_{\text{OC3}} = \operatorname{arctg} \frac{2\pi f L_{\text{OC3}}}{R_{\text{OC3}}}$$

Якщо перехідний процес дійде до третього етапу (а цього може і не статися) його початкові умови $i_{\kappa3} = (4...5) \cdot I_{\rm Hm}$ при t = 0, де відлік часу t починаємо з нуля: $0 \le t \le t_{\kappa3}$ (час закінчення третього етапу). Початкова фаза напруги збільшується на $\omega t_{\kappa2}$, а саме рішення в загальному вигляді буде таким

$$i_{\rm K3} = \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \sin(\omega t + \omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_u - \varphi_{\rm OC3}) + A_2 e^{-\frac{R_{\rm OC3}}{L_{\rm OC3}}t}$$

З початкових умов для третього етапу визначаємо

$$A_{3} = (4...5)I_{\rm HM} - \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}}\sin(\omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_{u} - \phi_{\rm OC3}),$$

а зміна струму на третьому етапі КЗ буде такою

$$\begin{split} i_{\rm K3} &= \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \sin(\omega t + \omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_u - \varphi_{\rm OC3}) + \\ &+ \left[(4...5)I_{\rm HM} - \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \sin(\omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_u - \varphi_{\rm OC3}) \right] e^{-\frac{R_{\rm OC3}}{L_{\rm OC3}}t} \\ &\Pi p_{\rm H} \psi_u = 0; \\ i_{\rm K3} &= \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \sin(\omega t + \omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_u - \varphi_{\rm OC3}) + \\ &+ \left[(4...5)I_{\rm HM} - \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \sin(\omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) - \varphi_{\rm OC3}) \right] e^{-\frac{R_{\rm OC3}}{L_{\rm OC3}}t} \\ &\Pi p_{\rm H} \psi_u = \pi/2; \\ i_{\rm K3} &= \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \cos(\omega t + \omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) + \psi_u - \varphi_{\rm OC3}) + \\ &+ \left[(4...5)I_{\rm HM} - \frac{U_{\rm HM}}{Z_{\rm OC3}} \cos(\omega t + \omega(t_{\rm K1} + t_{\rm K2}) - \varphi_{\rm OC3}) \right] e^{-\frac{R_{\rm OC3}}{L_{\rm OC3}}t} . \end{split}$$

Результати розрахунків ОСКЗ розглянутої конструкції на параметри: $S_{\rm H} = 2,4$ MBA; $I_{\rm H} = 400$ A; $U_{\rm H} = 6000$ B для двох варіантів підбору ВТНП матеріалів для ВТНП екрану і ВТНП обмотки показані на рис. 5, 6.





Третій етап перехідного процесу відбувається по експоненціальній спадаючій, струм стухає з постійною часу $\tau = R_{OC3}/L_{OC3}$. Час закінчення третього етапу перехідного етапу триває близько 3τ , але фактично час закінчення $t_{\kappa 3}$ відповідає спрацюванню апаратури захисту. На рис. 7,а,б наведені криві струму $i_{\kappa 3}$ для початкових фаз напруги $\psi_{\mu} = 0$, $\psi_{\mu} = \pi/2$.



ВИСНОВКИ

На першому та другому етапі перехідного процесу тривалість часу $t_{\kappa 1}$, $t_{\kappa 2}$ зменшується в залежності від початкової фази напруги, найменший час при $\psi_u = \pi/2$. Тривалість третього етапу перехідного процесу залежить від $R_{\rm OC}$ активного опору ВТНП проводу обмотки, при достатній його величині [3] третій етап перехідного процесу може і не відбуватися, а струм при цьому може буди менший за номінальний.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

Данько В.Г., Полянська І.С., Гончаров Є.В. Використання високотемпературної надпровідності в електроенергетичному обладнанні: монографія. – Х.: НТМТ, 2011. – 248 с.
 Данько В.Г., Гончаров Е.В. Расчет параметров индуктивного ограничителя тока короткого замыкания со сверхпроводящим экраном // Электротехника. – 2013. – №9. – С. 10-13.
 Janowski T., Kozak S., Kondratowicz-Kucewicz B. Analysis of transformer type superconducting fault current limiters // IEEE transactions on applied superconductivity. – 2004. – vol.17. – №2. – pp. 1778-1780.

REFERENCES: *I.* Dan'ko V.G., Polyanska I.S., Goncharov E.V. *Vykorystannia vysokotemperaturnoi nadprovidnosti v elektroenerhetychnomu obladnanni: monohrafiia* [The use of high-temperature superconductivity in electric power equipment: monograph]. Kharkiv, NTMT Publ., 2011. 248 p. 2. Dan'ko V.G., Goncharov E.V. Calculating of parameters of an inductive short-circuit current limiter with a superconducting shield. *Elektrotekhnika – Electrical engineering*, 2013, no.9, pp. 10-13. *3.* Janowski T., Kozak S., Kondratowicz-Kucewicz B. Analysis of transformer type superconducting fault current limiters. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 2004, vol.17, no.2, pp. 1778-1780.

Поступила (received) 10.09.2014

Данько Володимир Григорович¹, д.т.н., проф., Гончаров Євген Вікторович¹, м.н.с., ¹ Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут", 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21, тел/phone +38 057 7076427, e-mail: vdankog@gmail.com, jay1981@rambler.ru

V.G. Dan'ko¹, E.V. Goncharov¹

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

Features of operation of a superconducting current limiter at the sudden short circuit.

In the article the fault current limiter of inductive type with hightemperature superconducting coil and screen is considered. Main features of transient at occurrence of short circuit are analyzed.

Key words – coil, high-temperature superconducting, magnetic permeability.

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2014. №6

М.В. Загірняк, Ж.І. Ромашихіна, А.П. Калінов

ДІАГНОСТИКА ПОШКОДЖЕНЬ СТРИЖНІВ РОТОРА АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ЗА АНАЛІЗОМ ЕЛЕКТРОРУШІЙНОЇ СИЛИ В ОБМОТКАХ СТАТОРА

Розроблено метод діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронних двигунів на основі вейвлет-аналізу електрорушійної сили, яка наводиться в обмотках статора в режимі самовибігу двигуна. Розроблено метод декомпозиції сигналу електрорушійної сили фази обмотки статора асинхронного двигуна на сигнали електрорушійних сил активних сторін котушок обмотки з використанням теорії Z-перетворення. Ефективність запропонованого методу діагностики підтверджена експериментально.

Разработан метод диагностики повреждений стержней ротора асинхронных двигателей на основе вейвлет-анализа электродвижущей силы, наводящейся в обмотках статора в режиме самовыбега двигателя. Разработан метод декомпозиции сигнала электродвижущей силы фазы обмотки статора асинхронного двигателя на сигналы электродвижущих сил активных сторон катушек обмотки с использованием теории Z-преобразования. Эффективность предложенного метода диагностики подтверждена экспериментально.

ВСТУП

Асинхронні двигуни (АД) є важливим елементом більшості електроприволів промислових механізмів. Виявлення несправностей АД на ранніх стадіях має вирішальне значення для підвищення надійності роботи виробничих механізмів і мінімізації подальшого виникнення несправностей двигунів. У сучасній промисловості широко використовуються АД з короткозамкненим ротором (КЗР). Часто експлуатація АД супроводжується важкими умовами роботи, що спричиняє виникнення різноманітних за характером пошкоджень. Аналіз статистичних даних показав, що близько 7 % відмов АД відбуваються через пошкодження стрижнів ротора [1]. Пошкодження стрижнів короткозамкненої обмотки ротора приводять до викривлення електромагнітного поля (ЕМП) у повітряному проміжку АД, зростання втрат в обмотках статора і ротора, підвищеної вібрації двигуна, зменшення частоти обертання під навантаженням, виникнення пульсацій струму статора у всіх фазах. Своєчасне виявлення пошкоджень дозволить уникнути їх подальшого розвитку, зменшити час відновлення, скоротити витрати на обслуговування, уникнути простоїв обладнання, підвищити ефективність роботи двигунів та виробничих механізмів. Отже, діагностика пошкоджень стрижнів ротора АД є актуальною науково-практичною задачею.

Інформація про викривлення поля внаслідок наявності пошкоджень присутня у тому чи іншому вигляді у різних сигналах: струмах, активній споживаній потужності, електрорушійній силі (ЕРС). На сьогоднішній день відомі різні методи діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД [1-14]. Широкого використання у сфері діагностики набули методи спектрального аналізу сигналів струмів статора (MCSA) [1, 4, 12, 13]. Діагностика пошкоджень стрижнів ротора АД проводиться за наявністю двох симетричних відносно частоти мережі живлення піків у спектрі струму. При цьому вказаний метод не дає задовільних результатів при проведенні діагностики в режимі неробочого ходу та не враховує вплив неякісності напруги мережі живлення на результати діагностики. Крім того, використання результатів перетворення Фур'є сигналів струмів не дозволяє однозначно визначати ступінь пошкодження, кількість та взаємне розташування пошкоджених стрижнів ротора АД.

Крім методів спектрального аналізу струмів статора АД, широкого застосування набули методи вібродіагностики пошкоджень стрижнів ротора, метод аналізу споживаної потужності, методи тепловізійного контролю. Також у сфері діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД дедалі частіше набувають розвитку методи з використанням вейвлет-перетворення [9, 15].

У роботі [16] виконано аналіз існуючих методів діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД та запропоновано їх класифікацію за рядом ознак: за режимами роботи АД, за фізичними величинами, які використовуються при діагностиці, за методами обробки інформації та прийняття рішення стосовно наявного пошкодження.

У роботі [2] показано, що аналіз сигналу ЕРС має певні переваги: відсутність впливу якості напруги живлення та рівня навантаження.

Мета даної роботи полягає у представленні результатів та основних етапів досліджень щодо розробки методу діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронних двигунів шляхом аналізу сигналу електрорушійної сили в обмотках статора в режимі самовибігу двигуна з використанням вейвлет-перетворення та декомпозиції на базі Z-перетворення.

ОБҐРУНТУВАННЯ РЕЖИМУ ВИПРОБУВАННЯ ТА ДІАГНОСТИЧНОГО СИГНАЛУ

Одним із важливих етапів розробки методу діагностики є вибір режиму випробування, оскільки від цього залежить ефективність діагностики. Для вибору режиму випробування проведено аналіз можливих режимів роботи АД.

Усталені режими роботи.

Режим неробочого ходу. При проведенні діагностики у режимі неробочого ходу двигун, як правило, необхідно вилучати з технологічного процесу.

Режим роботи під навантаженням. На результати діагностики суттєво впливає як рівень навантаження двигуна (його зміна у часі або коливання), так і неякісність напруги мережі живлення.

Режим короткого замикання. При проведенні досліджень у режимі короткого замикання виникають обмеження, обумовлені тим, що за результатами іден-
тифікації параметрів АД можна визначити лише еквівалентний опір ротора. Отже, в такому режимі результати діагностики мають низьку достовірність.

Динамічні режими роботи.

Пускові режими. Проведення діагностики у пускових режимах обмежене через складність аналізу результатів діагностики. Крім того, ускладнено аналіз результатів діагностики через вплив зміни електромагнітних параметрів АД під час пуску.

Режим самовибігу. Проведення діагностики у режимі самовибігу двигуна, на відміну від вищенаведених режимів роботи АД, має ряд переваг:

 а) дозволяє проводити діагностику без вилучення двигуна з технологічного процесу та його розбирання;

б) виключає вплив неякісності напруги мережі живлення та роботу технологічного механізму на результати діагностики;

в) результати практично не залежать від попереднього режиму роботи двигуна, що дозволяє проводити діагностику як при планово-ремонтних зупинках АД, так і по завершенню технологічного процесу;

г) вимірюванню підлягає напруга в обмотках статора. Датчиком магнітного потоку при вимірюванні є сама обмотка статора, при цьому вимірювання магнітного потоку є більш інформативним, ніж вимірювання струму. При діагностиці у режимі самовибігу магнітний потік вимірюється без використання додатково датчиків потоку чи датчиків Холла;

д) реалізація методу не вимагає додаткових джерел тестових впливів.

Таким чином, проведений аналіз режимів випробування АД дозволив визначити, що найбільш ефективним для діагностики пошкоджень стрижнів ротора є режим самовибігу двигуна.

У ході досліджень виконано обгрунтування діагностичного сигналу. Оскільки дослідження проводяться у режимі самовибігу АД, то в якості вимірювальних параметрів недоцільно використовувати механічні, електромеханічні чи температурні величини. Це пояснюється низьким рівнем або відсутністю вказаних параметрів у режимі самовибігу АД.

зазначалося вище, інформацію Як про викривлення магнітного поля унаслідок пошкодження ротора містить ЕРС статора. Форма сигналу ЕРС в провідниках обмотки відображає характер розподілу магнітної індукції в повітряному проміжку АД. Як відомо, наявність пазів на статорі і роторі АД призводить до появи зубцевих просторових гармонік магнітного поля [17]. Зубцеві пульсації також присутні в сигналі ЕРС обмотки статора та дають можливість зпівставлення ліній магнітного поля з геометричним розташуванням зубців. У свою чергу, пошкодження стрижнів ротора обумовлюють спотворення магнітного поля в повітряному проміжку АД. Тому можна зробити припущення про те, що сигнал ЕРС обмотки статора містить інформацію як про нерівномірність магнітного поля, обумовлену зубчатістю статора і ротора, так і про спотворення поля, викликані наявністю пошкоджень стрижнів ротора. Для підтвердження цієї гіпотези проводилися експериментальні дослідження для АД з пошкодженнями стрижнів ротора, в пазах статора якого в межах полюсної поділки була укладена

вимірювальна обмотка. Результати експериментів у режимі самовибігу двигуна показали, що в сигналі ЕРС, яка наводиться у вимірювальній обмотці, присутні характерні спотворення, які відповідають пошкодженим стрижням ротора (рис. 1,б), та які відсутні в сигналі ЕРС непошкодженого АД (рис. 1,а). Отже, ЕРС в обмотках статора доцільно використовувати в якості діагностичного сигналу.



Рис. 1. ЕРС у вимірювальній обмотці непошкодженого АД (а) та АД з пошкодженням трьох стрижнів ротора (б) у режимі самовибігу двигуна

МАТЕМАТИЧНІ МОДЕЛІ ДЛЯ ДОСЛІДЖЕННЯ МЕТОДУ ДІАГНОСТИКИ

Для дослідження методу діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД за аналізом ЕРС в обмотках статора застосовувався ряд математичних моделей: колові математичні моделі АД та математична модель з використанням методу кінцевих елементів (МКЕ). Зв'язок між математичними моделями, вхідні дані для моделювання та вихідні параметри наведені у вигляді структурної схеми на рис. 2.





Для визначення початкових значень струмів у стрижнях ротора в момент відключення двигуна від мережі живлення розроблена математична модель АД у трифазній системі координат шляхом представлення ротора у вигляді системи короткозамкнених стрижнів, кількість яких можна задавати при дослідженнях. Перевагою математичної моделі є можливість дослідження різних режимів роботи АД з будь-яким числом пошкоджених стрижнів ротора.

За результатами моделювання для досліджуваного АД типу АИР80В4У2 ($P_{\rm H}$ =1,5 кВт, $n_{\rm H}$ =1395 об/хв, η =77 %, соs φ = 0,81) наведено перехідні процеси струмів у кількох стрижнях ротора АД:

• при пуску без навантаження та самовибігу двигуна (рис. 3,а);

• при пуску без навантаження, накиді навантаження (t = 0,3 c) та самовибігу двигуна (t = 0,5 c) (рис. 3,6).

Аналіз результатів моделювання показав, що у момент відключення як навантаженого, так і ненавантаженого АД від мережі живлення спостерігається значний стрибок струмів у стрижнях ротора. У подальшому струми у стрижнях ротора змінюються за експоненційним законом. Наведена математична модель АД у трифазній системі координат дозволяє отримати розподіл миттєвих значень струмів у стрижнях ротора у режимі самовибігу АД. Але математична модель не дозволяє розглядати окремо, як елементи обмоток, стрижень та частину короткозамкненого кільця, та не враховує кількість пар полюсів статора.



Рис. 3. Перехідні процеси струмів у стрижнях ротора АД: при пуску без навантаження та самовибігу двигуна (а); при накиді навантаження (t = 0,3 с) та самовибігу двигуна (t = 0,5 с) (б)

Для уточнення початкових значень струмів у стрижнях ротора у момент відключення двигуна від мережі з урахуванням опорів стрижнів $Z_{cтi}$ та короткозамкнених кілець $Z_{\kappa i}$ розроблена колова модель АД, в якій кількість електричних кіл ротора відповідає кількості стрижнів. Заступна схема ротора досліджуваного АД наведена на рис. 4.



Рис. 4. Заступна схема ротора АД

Пошкодження стрижня ротора задавалось як повне порушення електричного контакту з короткозамкненим кільцем ротора. При цьому розподіл миттєвих значень струмів у стрижнях непошкодженого ротора має вигляд синусоїди. При наявності пошкодження струм у пошкодженому стрижні дорівнює нулю, а в інших стрижнях ротора відбувається такий перерозподіл струмів, який забезпечує виконання першого закону Кірхгофа (рис. 5).



Рис. 5. Розподіл струмів у стрижнях ротора АД

Розроблена колова математична модель дозволила отримати значення струмів у стрижнях ротора АД у момент відключення двигуна від мережі живлення з різним числом пошкоджених стрижнів та з урахуванням геометричного розташування пошкодження. Отримані значення струмів у стрижнях ротора в момент відключення двигуна від мережі живлення використовувалися для розрахунку ЕМП АД.

Для розрахунку ЕРС в обмотках статора розроблена математична модель двовимірного ЕМП у поперечному перерізі АД, яка базується на МКЕ. Розроблена математична модель АД дозволила виконати розрахунок ЕМП у поперечному перерізі АД в режимі самовибігу двигуна.

Математична модель враховує геометрію двигуна, магнітні та електричні властивості його активних матеріалів. Розрахунок ЕМП АД проводився для двох повних обертів ротора із кроком повороту в один електричний градус. При цьому враховано зниження частоти обертання ротора в режимі самовибігу двигуна.

При моделюванні враховувалися конструктивні особливості досліджуваного АД: кожна фаза розподіленої обмотки складається з двох котушкових груп, кожна з яких, у свою чергу, містить по три котушки.

Котушка фази обмотки утворена групою послідовно з'єднаних витків, укладених в одні й ті ж пази. З урахуванням цього в роботі було розглянуто формування ЕРС однієї активної сторони котушки, котушки, котушкової групи і фази обмотки статора досліджуваного АД.

Розрахунок ЕМП у поперечному перерізі АД проведено в автоматизованому режимі з використанням мови програмування LUA. Для цього розроблено програмний модуль за допомогою LUA-скрипта. Отримана модель може бути використана для розрахунку ЕМП АД будь-якої потужності та різних динамічних режимів роботи. Послідовність дій при розрахунку ЕМП у поперечному перерізі АД в режимі самовибігу двигуна наведено на рис. 6.



ис. 6. Послідовність дій при розрахунку ЕМІ у поперечному перерізі АД

У результаті розрахунку ЕМП в режимі самовибігу двигуна фіксувалися миттєві значення векторного магнітного потенціалу на кожному кроці обертання ротора та отримувався розподіл ліній магнітного потоку (рис. 7) у момент відключення АД від мережі живлення для непошкодженого двигуна і з пошкодженнями стрижнів ротора (на рис. 7,6 пошкоджені стрижні позначені чорним кольором). Вибір номерів і розташування пошкоджених стрижнів здійснювався у прив'язці до фізичного досліджуваного АД зі штучно внесеними пошкодженнями ротора.

Результати аналізу показали, що у непошкодженому АД спостерігається симетричний розподіл ліній ЕМП. При наявності пошкоджених стрижнів ротора змінюється інтенсивність розподілу ліній магнітного поля. Відповідно магнітне поле АД стає несиметричним.



Рис. 7. Лінії магнітного потоку непошкодженого (a) і АД з пошкодженням стрижнів ротора (б)

За результатами розрахунку ЕМП [18] виконувався розрахунок ЕРС в елементах обмотки статора. Отримані в результаті розрахунку ЕРС однієї активної сторони котушки, котушкової групи та фази обмотки статора АД з пошкодженням стрижнів ротора наведені на рис. 8.

Аналіз отриманих результатів показав, що в ЕРС однієї активної сторони котушки присутні як зубцеві пульсації, так і спотворення форми сигналу, викликані наявністю пошкоджень стрижнів ротора.

Візуальний аналіз отриманих сигналів показав, що в ЕРС котушки (рис. 8,б) інформаційні ознаки, які проявляються у вигляді спотворень форми сигналу, стають важко помітними, а в сигналах ЕРС котушкової групи і фази обмотки (рис. 8,в,г) – практично відсутні.

Для підтвердження універсальності розробленої математичної моделі дослідження проводилися для двохполюсного АД потужністю 1,5 кВт та для однополюсного АД потужністю 75 кВт (рис. 9).



Рис. 8. ЕРС відповідно однієї активної сторони котушки (а), котушки (б), котушкової групи (в) та фази (г) обмотки статора двохполюсного АД з пошкодженням стрижнів ротора

Дослідження проводилися з урахуванням різного числа пошкоджених стрижнів та їх взаємного розташування. Аналіз результатів моделювання однополюсного АД (рис. 9) також показав, що в сигналі ЕРС присутні інформаційні ознаки пошкоджень стрижнів ротора.

Таким чином, розроблені математичні моделі дозволили дослідити спотворення форми сигналу ЕРС обмоток статора АД для розробки методу діагностики пошкоджень стрижнів ротора.



Рис. 9. ЕРС відповідно однієї активної сторони котушки (а), котушки (б) та фази (в) обмотки статора однополюсного АД з пошкодженням стрижнів ротора

РОЗРОБКА МЕТОДУ ДІАГНОСТИКИ ПОШКОДЖЕНЬ СТРИЖНІВ РОТОРА АД ЗА АНАЛІЗОМ ЕРС В ОБМОТКАХ СТАТОРА З ВИКОРИСТАННЯМ ВЕЙВЛЕТ-ПЕРЕТВОРЕННЯ

Одним із найбільш поширених методів визначення пошкоджень є спектральний аналіз сигналів з використанням перетворення Фур'є. Як зазначалося вище, ознакою наявності пошкоджень стрижнів є особливості сигналу ЕРС обмотки статора, які виявляються у спотворенні його форми. Оскільки у режимі самовибігу частота обертання ротора знижується, змінюється період загасання сигналу. Використання перетворення Фур'є для аналізу нестаціонарних сигналів можливе лише на ділянках, на яких не змінюється період сигналу. У ході досліджень [18] доведено, що використання методів спектрального аналізу не дозволяє однозначно визначати кількість та взаємне розташування пошкоджених стрижнів ротора. Наведених недоліків дозволяє уникнути використання вейвлет-перетворення (ВП), що, на відміну від перетворення Фур'є, дає можливість проводити аналіз сигналів як у частотній, так і в часовій областях.

У роботі [19] виконувалися дослідження по вибору функції вейвлет-базису (ВБ). Як відомо, при вейвлет-перетворенні сигналу відбувається масштабування вейвлету в певне постійне число разів і його зміщення у часі на фіксовану відстань, яка залежить від масштабу. Дослідження показали, що для аналізу сигналів ЕРС в обмотках статора АД доцільно використовувати ортогональні вейвлети з компактним носієм, наприклад, вейвлети Симлета та Койфлетса.

З використанням відповідних вейвлет-базисів було виконано неперервне вейвлет-перетворення (НВП) сигналів ЕРС для АД з пошкодженням стрижнів ротора (рис. 10).



Рис. 10. Сигнали та вейвлет-спектри ЕРС однієї активної сторони котушки (а), котушки (б), котушкової групи (в) та фази (г) обмотки статора АД з пошкодженням стрижнів ротора

Аналіз результатів показав, що на вейвлетспектрі сигналу ЕРС однієї активної сторони котушки (рис. 10,а) в області високих та середніх частот спостерігаються зубцеві гармоніки, кількість яких відповідає числу стрижнів ротора. Також аналіз вейвлетспектру на рис. 10,а показав, що характерні ділянки, виділені пунктиром, відповідають місцезнаходженню пошкоджених стрижнів.

Для кількісної оцінки впливу пошкоджень стрижнів ротора запропоновано використовувати аналіз значень коефіцієнтів вейвлет-розкладу на спектрах з характерними ділянками, які відповідають місцезнаходженню пошкоджених стрижнів. Для цього при аналізі умовно відсікаються високочастотна область спектру, на якій проявляються зубцеві частоти, та низькочастотна область. Характерні ділянки зі сплесками вейвлеткоефіцієнтів знаходяться в області середніх частот, на яких проявляються пошкодження стрижнів. Тому запропоновано використовувати коефіцієнтів вейвлетчає середнє значення суми коефіцієнтів вейвлетрозкладу для області середніх частот [18]:

$$K_{\sum a} = \frac{\sum_{a}^{A} k_{a}}{n},\tag{1}$$

де k_a – значення коефіцієнтів вейвлет-розкладу, a і A – початкове і кінцеве значення масштабів вейвлетспектру відповідно, n – число коефіцієнтів вейвлетрозкладу.

Відповідно побудовані коефіцієнти вейвлетрозкладу $K_{\Sigma a}$ для непошкодженого АД та АД з пошкодженням стрижнів ротора. Розраховано різницю отриманого коефіцієнту та апроксимованого загасаючою синусоїдою для АД з різним числом пошкоджених стрижнів (рис. 11).



Рис. 11. Різниця коефіцієнтів вейвлет-розкладу для області середніх частот

Результати аналізу показали, що величина амплітуди сплеску отриманого коефіцієнту $K_{\Sigma a}$ відображає ступінь пошкодження ротора. Так, в місці знаходження двох пошкоджених стрижнів поруч величина коефіцієнту $K_{\Sigma a}$ зростає у два рази (з 78,21 до 156,1 та з –100,53 до –202,82) у порівнянні із випадком пошкодження одного стрижня.

Отже, у результаті проведених досліджень на основі вейвлет-аналізу сигналу ЕРС в обмотках статора у режимі самовибігу АД розроблено метод діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД, який дозволяє визначати кількість та взаємне розташування пошкоджених стрижнів ротора.

Однак у ході досліджень з'ясовано, що при аналізі сигналів ЕРС котушки, котушкової групи та фази обмотки виникають ускладнення. Так, на вейвлетспектрі ЕРС котушки (рис. 10,6) спостерігається

"дублювання" ділянок, які відповідають місцезнаходженню пошкоджених стрижнів. Це пояснюється додаванням ЕРС двох активних сторін котушки, які зсунуті в просторі на кут, рівний π/2 (для АД з двома парами полюсів). Тому на вейвлет-спектрі ділянки з вейвлет-коефіцієнтами, які характеризують пошкодження, також зсунуті на цей просторовий кут. Аналіз вейвлет-спектрів сигналів ЕРС котушкової групи (рис. 10,в) і фази обмотки в цілому (рис. 10,г) показав, що внаслідок додавання сигналів ЕРС відбувається накладення інформаційних ознак пошкоджень. Таким чином, при визначенні ЕРС фази обмотки статора АД інформаційні ознаки накладаються одна на одну і ускладнюють достовірне визначення взаємного розташування пошкоджених стрижнів ротора. Тому запропоновано виконувати аналіз сигналу ЕРС однієї активної сторони котушки обмотки статора, виділеного із сумарного сигналу ЕРС фази обмотки з використанням теорії Z-перетворення [20]. При цьому сигнал ЕРС фази обмотки статора спочатку розділяється на сигнали ЕРС котушкових груп цієї обмотки. Далі сигнал ЕРС однієї з котушкових груп при відомих кутах зсуву між котушками в пазах статора розділяється на сигнали ЕРС котушок, який, у свою чергу, розділяється на сигнали ЕРС двох активних сторін котушки. В якості вихідного сигналу для моделювання використовувався сигнал ЕРС фази обмотки статора, отриманий в результаті розрахунку ЕМП АД з пошкодженням стрижнів ротора (рис. 8,г).

Аналіз сигналів ЕРС (рис. 12) показав, що отриманий в результаті виділення із сумарного сигналу ЕРС фази обмотки статора сигнал ЕРС однієї активної сторони котушки відповідає аналогічному сигналу ЕРС, отриманому в результаті розрахунку ЕМП.



Рис. 12. Порівняння вихідного та виділеного сигналів ЕРС однієї активної сторони котушки

Результати порівняння вейвлет-спектрів (рис. 13) показали, що спотворення сигналу ЕРС, які відповідають місцерозташуванню пошкоджених стрижнів, відображаються на вейвлет-спектрі у вигляді характерних ділянок з вейвлет-коефіцієнтами.

Для підтвердження ефективності методу декомпозиції сигналу ЕРС фази обмотки статора на сигнали ЕРС активних сторін котушки проводилися дослідження для АД з пошкодженням двох стрижнів ротора, які зсунуті один відносно одного на різні величини кута. Результати дослідження показали, що використання методу декомпозиції сигналу ЕРС фази обмотки на сигнали ЕРС активних сторін котушки дозволяє виділити інформаційні ознаки пошкоджень стрижнів, які неможливо виявити у сигналі ЕРС фази.



Рис. 13. Вихідний (а) та виділений в результаті декомпозиції (б) сигнали ЕРС однієї активної сторони котушки обмотки статора АД та їх вейвлет-спектри

Таким чином, розроблено метод декомпозиції сигналу ЕРС фази обмотки статора АД на сигнали ЕРС активних сторін котушок обмотки з використанням теорії Z-перетворення, який за рахунок виділення інформаційних ознак, присутніх у сигналі ЕРС однієї активної сторони котушки, дозволяє підвищити достовірність діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД.

ЕКСПЕРИМЕНТАЛЬНА ПЕРЕВІРКА РОЗРОБЛЕНОГО МЕТОДУ ДІАГНОСТИКИ

Для експериментальної перевірки розробленого методу діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД використовувався комп'ютеризований лабораторний стенд (рис. 14), який містить досліджуваний АД типу АИР80В4У2, блок датчиків напруги для вимірювання миттєвих значень напруги у фазах АД, аналоговоцифровий перетворювач та персональний комп'ютер.



Рис. 14. Зовнішній вигляд вимірювального комплексу

При проведенні експерименту використовувалися три однакових ротори, які можуть бути замінені один одним. Імітацію пошкоджень стрижнів створено шляхом висвердлювання отворів на одному із роторів в місцях кріплення стрижнів до короткозамкнених кілець (рис. 15).



Рис. 15. Розташування пошкоджених стрижнів на роторі

Аналіз експериментального сигналу ЕРС фази обмотки статора показав, що на вейвлет-спектрі відсутні характерні ділянки, які відповідають місцерозташуванню пошкоджених стрижнів ротора. Тому з експериментального сигналу ЕРС фази обмотки був виділений сигнал ЕРС однієї активної сторони котушки обмотки статора та виконано його вейвлетперетворення (рис. 16).



Рис. 16. Вейвлет-спектр сигналу ЕРС однієї активної сторони котушки, виділеного із експериментального сигналу ЕРС фази обмотки статора

Отримані результати показали, що за вейвлетаналізом виділеного сигналу ЕРС однієї активної сторони котушки обмотки можна визначити взаємне розташування пошкоджених стрижнів ротора.

Таким чином, результати експериментальних досліджень (рис. 16) відповідають результатам, отриманим в результаті моделювання (рис. 13,а). Деякі відмінності виділеного сигналу ЕРС однієї активної сторони котушки, отриманого в результаті експериментальних досліджень та моделювання, пов'язані з багаторазовими перетвореннями дискретних сигналів.

ВИСНОВКИ

У результаті виконаних досліджень вирішено актуальну науково-практичну задачу підвищення ефективності діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронних двигунів шляхом вейвлет-аналізу сигналу електрорушійної сили в обмотках статора в режимі самовибігу двигуна.

Розроблені колові математичні моделі АД дозволили отримати розподіл миттєвих значень струмів у стрижнях ротора у режимі самовибігу для двигунів з різним числом пошкоджених стрижнів та з урахуванням геометричного розташування пошкодження. Запропонована методика розрахунку ЕМП у поперечному перерізі АД з використанням колових моделей та моделі на основі МКЕ дозволила оцінити вплив пошкоджень стрижнів ротора на сигнал ЕРС в обмотках статора в режимі самовибігу двигуна.

Розроблений метод декомпозиції сигналу ЕРС фази обмотки статора АД на сигнали ЕРС активних сторін котушок з використанням теорії *Z*-перетворення дозволив підвищити достовірність діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД за рахунок виділення інформаційних ознак, присутніх у сигналі ЕРС однієї активної сторони котушки.

Запропонований метод діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД у режимі самовибігу двигуна на основі вейвлет-аналізу сигналу ЕРС в обмотках статора дозволив визначити кількість та взаємне розташування пошкоджених стрижнів ротора.

Ефективність запропонованого методу діагностики пошкоджень стрижнів ротора АД підтверджена експериментальним шляхом.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

Котеленец Н.Ф., Кузнецов Н.Л. Испытания и надежность электрических машин. – М.: Высш. шк., 1988. – 232 с.
 Yazidi A., Henao H., Capolino G-A. Broken rotor bars fault detection in squirrel cage induction machines. International conference "Electric machines and drives". 2005, IEEE, pp. 741-747.

3. Nemec M., Drobnič K., Nedeljković D., Fišer R., Ambrožič V. Detection of broken bars in induction motor through the analysis of supply voltage modulation. IEEE transactions on industrial electronics, 2010, no.8, pp. 2879-2888.

4. Imeryuz M., Mergen A.F., Ustun O. A method to analyze asynchronous machines with broken rotor bars. International symposium on power electronics, Electrical drives, Automation and motion. 2010, pp. 269-272.

5. Cabanas F., Pedrayes Glez F., González Ruiz M., Melero M.G., Orcajo G.A., Cano J.M., Rojas C.H. A new on-line method for the early detection of broken rotor bars in asynchronous motors working under arbitrary load conditions, IEEE, 2005, pp. 662-669.

6. Douglas H., Pillay P., Ziarani A.K. Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds. IEEE transactions on energy conversion, 2005, no 1, pp. 135-141.

7. Drobnič K., Nemec M., Fišer R., Ambrožič V. Simplified detection of broken rotor bars in induction motors controlled in field reference frame. Control engineering practice, 2012, vol.20, pp. 761-769.

8. Faiz J., Ebrahimi B.M. A new pattern for detecting broken rotor bars in induction motors during start-up. IEEE Transactions on magnetics, 2008, vol.44, no.12, pp. 4673-4683.

9. Neelam M., Ratna D. Rotor faults detection in induction motor by wavelet analysis. International journal of engineering science and technology, 2009, vol.1(3), pp. 90-99.

10. Vaimann T., Kallaste A. Detection of broken rotor bars in three-phase squirrel-cage induction motor using fast Fourier transform. 10th international symposium "Topical problems in the field of electrical and power engineering", Pärnu, Estonia, 2011, pp. 52-56.

11. Zagirnyak M., Mamchur D., Kalinov A. Comparison of induction motor diagnostic methods based on spectra analysis of current and instantaneous power signals. Przeglad elektrotechniczny (Electrical review), 2012, no.12b, pp. 221-224.

12. Петухов В.С., Соколов В.А. Диагностика состояния электродвигателей. Метод спектрального анализа потребляемого тока // Новости электротехники. – 2005. – №1(31). – С. 50-52.

13. Aküner C., Temiz I. Symmetrically broken rotor bars effect on the stator current of squirrel-cage induction motor. Przegląd elektrotechniczny (Electrical review), 2011, no.3, pp. 313-314.

14. Сивокобыленко В.Ф., Полковниченко Д.В., Кукуй К.А. Диагностика асинхронного электропривода по данным измерений рабочего режима // Вісник НТУ "ХПІ". – 2003. – №10. – С. 502-505.

15. Zagirnyak M., Romashihina Zh., Kalinov A. Diagnostic of broken rotor bars in induction motor on the basis of its magnetic field analysis. Acta Technica Jaurinensis, 2013, vol.6, no.1, pp. 115-125.

16. Ухань Ж.І., Калінов А.П. Класифікація методів діагностики пошкоджень обмоток ротора асинхронних двигунів // Вісник КДУ ім. М. Остроградського. – 2010. – №3(62). – Ч.2. – С. 138-144.

17. Иванов-Смоленский А.В. Электрические машины. В 2-х томах. Том 1: Учебник для вузов. М.: Издательство МЭИ, 2004. – 656 с.

18. Загирняк М.В., Ромашихина Ж.И., Калинов А.П. Диагностика повреждений стержней ротора в асинхронном двигателе на основании анализа его магнитного поля // Вісник НТУ "ХПІ". – 2012. – №49(955). – С. 38-48.

19. Ромашихіна Ж.І., Андрусенко О.М., Оксанич А.П., Петренко В.Р. Застосування вейвлет-аналізу для діагностики обривів стрижнів роторів асинхронних двигунів // Вісник КрНУ ім. М. Остроградського. – 2012. – №2(73). – С. 24-28. 20. Ромашихіна Ж.І., Калінов А.П., Луценко І.А. Декомпо-

зиція сигналу електрорушійної сили обмоток статора для діагностики пошкоджень стрижнів ротора асинхронного двигуна // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – 2013. – №4(22). – С. 27-36.

REFERENCES: 1. Kotelenec N.F., Kuznecov N.L. Ispytanija i nadezhnost' elektricheskih mashin [Reliability and testing of electrical machines]. Moscow, Vyssh. shk. Publ., 1988. 232 p. 2. Yazidi A., Henao H., Capolino G-A. Broken rotor bars fault detection in squirrel cage induction machines. Int. Conf. "Electric machines and drives", IEEE, 2005, pp. 741-747. 3. Nemec M., Drobnič K., Nedeljković D., Fišer R., Ambrožič V. Detection of broken bars in induction motor through the analysis of supply voltage modulation. IEEE transactions on industrial electronics, 2010, no.8, pp. 2879-2888. 4. Imeryuz M., Mergen A.F., Ustun O. A method to analyze asynchronous machines with broken rotor bars. Int. Symposium on power electronics, electrical drives, automation and motion, 2010, pp. 269-272. 5. Cabanas F., Pedrayes Glez F., González Ruiz M., Melero M.G., Orcajo G.A., Cano J.M., Rojas C.H. A new on-line method for the early detection of broken rotor bars in asynchronous motors working under arbitrary load conditions. IEEE, 2005, pp. 662-669. 6. Douglas H., Pillay P., Ziarani A.K. Broken rotor bar detection in induction machines with transient operating speeds. IEEE transactions on energy conversion, 2005, no.1, pp. 135-141. 7. Drobnič K., Nemec M., Fišer R., Ambrožič V. Simplified detection of broken rotor bars in induction motors controlled in field reference frame. Control engineering practice, 2012, vol.20, pp. 761-769. 8. Faiz J., Ebrahimi B.M. A new pattern for detecting broken rotor bars in induction motors during start-up. IEEE transactions on magnetics, 2008, vol.44, no.12, pp. 4673-4683. 9. Neelam M., Ratna D. Rotor faults detection in induction motor by wavelet analysis. International journal of engineering science and technology, 2009, vol.1(3), pp. 90-99. 10. Vaimann T., Kallaste A. Detection of broken rotor bars in three-phase squirrel-cage induction motor using fast Fourier transform. 10th Int. symposium "Topical problems in the field of electrical and power engineering", Pärnu, Estonia, 2011, pp. 52-56.

11. Zagirnyak M., Mamchur D., Kalinov A. Comparison of induction motor diagnostic methods based on spectra analysis of current and instantaneous power signals. Przeglad Elektrotechniczny -Electrical Review, 2012, no.12b, pp. 221-224. 12. Petuhov V.S., Sokolov V.A. Diagnostics of the state motors. The method of spectral analysis of current consumption. Novosti elektrotehniki – Electrical engineering news, 2005, no.31, pp. 50-52. 13. Aküner C., Temiz I. Symmetrically broken rotor bars effect on the stator current of squirrel-cage induction motor. Przegląd Elektrotechniczny - Electrical Review, 2011, no.3, pp. 313-314. 14. Sivokobylenko V.F., Polkovnichenko D.V., Kukuj K.A. Diagnostics of engine motors from data of operating condition measuring. Visnyk NTU "KhPI" - Bulletin of NTU "KhPI", 2003, no.10, pp. 502-505. 15. Zagirnyak M., Romashihina Zh., Kalinov A. Diagnostic of broken rotor bars in induction motor on the basis of its magnetic field analysis. Acta Technica Jaurinensis, 2013, vol.6, no.1, pp. 115-125. 16. Uhan' Zh.I., Kalinov A.P. Classification of the methods of the rotor damages diagnostics of inductions motors. Visnyk KDU im. M. Ostrohradskoho - Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, 2010, no.3(62), ch.2, pp. 138-144. 17. Ivanov-Smolenskij A.V. Elektricheskie mashiny [Electrical machines]. Moscow, MEI Publ., 2004. 656 p. 18. Zagirnyak M.V., Romashykhina Zh.I., Kalinov A.P. Diagnostic of broken rotor bars in induction motor on the basis of its magnetic field analysis. Visnyk NTU "KhPI" - Bulletin of NTU "KhPI", 2012, no.49(955), pp. 38-48. 19. Romashykhina Zh.I., Andrusenko O.M., Oksanych A.P., Petrenko V.R. Using of waveletanalysis for diagnosics of the rotor bars damages of induction motors. Visnyk KrNU im. M. Ostrohradskoho - Transactions of Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University, 2012, no.2(73), pp. 24-28. 20. Romashykhina Zh.I., Kalinov A.P., Lucenko I.A. The decomposition of signal of electromotive force of the stator windings for diagnostics of broken rotor bars of induction motors. Electromechanichni i energozberigayuchi systemy – Electromechanical and energy saving systems, 2013, no.4(22), pp. 27-36.

Поступила (received) 22.09.2014

Загірняк Михайло Васильович¹, д.т.н., проф., Ромашихіна Жанна Іванівна¹, здобувач, Калінов Андрій Петрович¹, к.т.н., доц., ¹ Кременчуцький національний університет ім. Михайла Остроградського, 39600, Полтавська обл., Кременчук, вул. Першотравнева, 20, тел/phone +38 098 2645258,

e-mail: mzagirn@kdu.edu.ua, romashihina_zhanna@mail.ru, andrii.kalinov@gmail.com

M.V. Zagirnvak¹, Zh.I. Romashvkhina¹, A.P. Kalinov¹

¹Kremenchuk Mykhailo Ostrohradskyi National University 20, Pershotravneva Str., Kremenchuk, Poltava region, 39600, Ukraine **The diagnostics of induction motors rotor bar breaks based on the analysis of electromotive force in the stator windings.** A method for diagnostics of the induction motor rotor bar breaks, based on the wavelet-analysis of the electromotive force induced in the stator windings in the rundown mode is developed. A method for decomposition of the electromotive force of the stator winding phase to the electromotive force signals of the active sides of winding coils using Z-transformation theory is developed. The effectiveness of the proposed diagnostic method was experimentally confirmed.

Key words – induction motor, broken rotor bars, disconnecting the motor from the network electromotive force, *Z*-transformation. Ю.В. Ковальова

РЕАКТИВНИЙ СТРУМ АСИНХРОННОГО ЕЛЕКТРОПРИВОДУ З ТИРИСТОРНИМ РЕГУЛЯТОРОМ НАПРУГИ

Розроблена модель для виділення реактивної складової зі струму холостого ходу асинхронного двигуна при його живленні від тиристорного регулятора напруги в залежності від кута керування тиристорами. В результаті моделювання отримана залежність відносного значення реактивного струму, яка апроксимована формулою з метою практичного розрахунку діючого значення реактивної складової несинусоїдного струму.

Разработанная модель для выделения реактивной составляющей из тока холостого хода асинхронного двигателя при его питании от тиристорного регулятора напряжения в зависимости от угла управления тиристорами. В результате моделирования получена зависимость относительного значения реактивного тока, которая аппроксимирована формулой для расчета действующего значения реактивной составляющей несинусоидального тока.

АКТУАЛЬНІСТЬ ТЕМИ

Асинхронні електроприводи потужністю до 11 кВт з тиристорним регулятором напруги можуть використовуватись в житлово-комунальному господарстві в електроприводах насосів підкачки води на верхні поверхи висотних будинків.

При тиристорному регулюванні напруги асинхронні двигуни працюють в несинусоїдному режимі і споживають активну потужність, залежну від навантаження, і реактивну потужність, яка незначно на 2-3 % підвищується при навантаженні на валу за рахунок збільшення магнітних потоків розсіювання. Одним зі шляхів підвищення їх електроенергетичної ефективності є компенсація реактивної потужності. Компенсація реактивної потужності означає її неспоживання з електромережі, що зменшує втрати електроенергії в лініях електропередач та в трансформаторах, тобто зменшує кількість споживаного палива на електростанціях. Для розрахунку і вибору ємності компенсуючих батарей конденсаторів необхідно знати величину реактивної потужності асинхронного двигуна при його тиристорному керуванні, яка залежить від реактивної складової струму холостого ходу двигуна, отже, тема статті є актуальною.

АНАЛІЗ ПУБЛІКАЦІЙ

Теорія реактивної потужності в нелінійних колах при несинусоїдних режимах остаточно не сформована. Розглянемо основні з них. Теорія Будеану ґрунтується на розкладанні несинусоїдних напруги і струму на гармонічні складові, а реактивна потужність дорівнює сумі добутків їх діючих значень на синус кута зсуву між ними. Ця теорія отримала подальший розвиток в [1] і прийнята офіційним терміном Міжнародною електротехнічною комісією.

Згідно теорії Фризе реактивний струм є складова повного струму, після компенсації якої споживання струму від джерела зменшується. Формула для визначення реактивного струму ґрунтується на тепловій дії несинусоїдного струму, тобто, тепло, створене повним струмом дорівнює сумі тепла від його складових. Оскільки тепло пропорційно квадрату струму, то повний струм дорівнює $I_n^2 = I_a^2 + I_p^2$, де I_a , I_p – діючі значення активної і реактивної складових струму холостого ходу. Теорія Фризе отримала подальший розвиток в [2].

В теорії перетворювальної техніки пропонуються інтегральні методи [3], згідно яких реактивна потужність визначається інтегруванням спеціальних функцій, які є добутком струму на похідну напруги або добутком напруги на похідну струму.

Теорія миттєвої реактивної потужності використовує поняття швидкості зміни електромагнітної енергії котушки індуктивності [4].

Крос-векторна теорія представляє реактивну потужність як вектор у в тривимірному просторі, який дорівнює модулю векторного добутку просторових векторів напруги і струмів [5].

Оскільки метою компенсації реактивної потужності асинхронного електроприводу з тиристорним регулятором напруги є зменшення втрат в лініях електропередач, то доцільно використовувати теорію Фризе, тобто, визначати діюче значення реактивного струму.

Відомо, що реактивний струм (в теорії електричних машин – струм намагнічування) при синусоїдному живленні асинхронного двигуна складає в середньому 94 % від струму холостого ходу і відносно підвищується на 2-3 % при номінальному навантаженні на валу. Звичайно, у першому наближенні можна допустити, що струм холостого ходу є чисто реактивним, але при цьому ємності компенсуючих конденсаторів будуть завищені і буде мати місце перекомпенсація, тобто, споживання реактивної потужності з електромережі ємнісного характеру.

Для синусоїдних режимів відносне значення реактивного струму до струму холостого ходу чисельно дорівнює синусу кута зсуву графіка струму від графіка напруги. Важливо зазначити, при регулюванні діючого значення синусоїдної напруги співвідношення реактивного струму до повного струму холостого ходу залишається постійним, тобто, незалежним від величини синусоїдної напруги.

Відома формула [6] для визначення діючого значення несинусоїдного струму холостого ходу асинхронного двигуна при його живленні від тиристорного регулятора напруги, яка має вигляд

$$I_{X} = \frac{U_{m}}{Z} \left(\frac{1}{2\pi} \left[\lambda - \frac{\sin 2(\alpha + \lambda - \phi)}{2} + \frac{\sin 2(\alpha - \phi)}{2} \right] + \frac{2\sin(\alpha - \phi)}{1 + ctg^{2}\phi_{c}} \cdot \left\{ e^{-\lambda \cdot ctg\phi} \left[ctg\phi\sin(\alpha + \lambda - \phi) + \frac{1 + ctg^{2}\phi_{c}}{2\phi_{c}} \right] \right\}$$
(1)

 $+\cos(\alpha+\lambda-\phi)]-ctg\phi\cdot\sin(\alpha-\phi)-\cos(\alpha-\phi)\}+$

$$+\frac{\sin^2(\alpha-\phi)}{2ctg\phi}(1-e^{-2\lambda\cdot ctg\phi})\Bigg)^{0,5},$$

де α – кут керування тиристорами; Z – модуль повного опору фазної обмотки статора при синусоїдному живленні; φ – кут зсуву графіка струму від графіка напруги при синусоїдному живленні; λ – кут провідності тиристора, який становиться рівним $\lambda = \pi$, при $\alpha = \varphi$, коли струм становиться синусоїдним і діюче значення струму дорівнює його амплітуді поділеної на 1,41.

Для асинхронних двигунів потужністю до 11 кВт, які використовують для насосів підкачки води на верхні поверхи висотних будинків, залежність кута провідності тиристорів від кута керування була апроксимована формулою [7].

Формула кута провідності тиристорів має вигляд $\lambda = \pi - \alpha + \beta = 6,016 - 1,916 \cdot \alpha,$

де β – кут закривання тиристорів відносно заднього фронту синусоїди мережної напруги.

Для розрахунку діючого значення реактивної складової струму у загальному випадку зручно мати аналітичну формулу, нехай і отриману шляхом апроксимації розрахункових чисельних залежностей. Недолік емпіричних формул – наявність похибки розрахунку і з цим можна змиритися, якщо знати величину такої похибки.

ПОСТАНОВКА ЗАВДАННЯ

Отримати формулу для розрахунку діючого значення реактивної складової струму асинхронного двигуна при живленні від тиристорного регулятора напруги, яка дозволить в подальшому розробити методику вибору ємності компенсуючих конденсаторів.

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕНЬ

Для визначення залежності реактивного струму від кута керування тиристорами використаємо математичну модель, оскільки обмотка статора асинхронного двигуна відноситься до класу детермінованих систем, які точно описуються диференційними рівняннями. Сучасне математичне забезпечення дозволяє будувати моделі асинхронних електроприводів в комплекті з шістьма тиристорами та шестиканальною системою імпульсно-фазового керування. Така модель має сенс при розрахунках перехідних процесів струмів, крутного моменту, швидкості двигуна і таке інше. В нашому випадку мета моделювання – знайти реактивну складову струму холостого ходу і тому в якості математичної моделі асинхронного двигуна приймаємо Т-подібну схему заміщення асинхронного двигуна з розімкненою обмоткою ротора, тобто, враховуємо активний опір фази статора та суму індуктивностей розсіювання і основної.

Використаємо відомий спосіб виділення реактивної складової струму за допомогою, так званого, зворотнього діоду, який вмикається паралельно котушці в непровідному напрямку відносно ЕРС живлення. Складемо відповідну модель в програмному пакеті Simulink, як показано на рис. 1.



Рис. 1. Модель для розрахунку реактивної складової струму

Модель складається з наступних елементів: тиристор Thyristor з блоком завдання кута керування Pulse Generator, фазна обмотка статора двигуна Rs Ls, паралельно якій ввімкнений зворотній діод Do; амперметри для вимірювання миттєвих значень активного струму "current aktiv", реактивного "current reaktiv" і повного "current full" та блоки "signal rms" для розрахунку їх діючих значень.

Модель працює наступним чином. Коли позитивна напівхвиля напруги джерела досягає нуля, тиристор вимикається, тобто, відключає обмотку статора від джерела. Оскільки на аноді діода появляється позитивний потенціал від ЕРС самоіндукції обмотки статора, зворотній діод вмикається і у колі протікає струм. Оскільки цей струм спричинений ЕРС самоіндукції і не повертається в мережу, то, згідно теорії Фризе, це реактивний струм. В мережі протікає активний струм, оскільки, згідно теорії Фризе співпадає за фазою з напругою, а у колі обмотки протікає повний струм, як сума активного та реактивного. Осцилограми струмів розрахованих на моделі показані на рис. 2.



Рис. 2. Осцилограми напруги і струмів розраховані на моделі і отримані на реальному двигуні

Зверху вниз на розрахункових осцилограмах показані: осцилограми напруги та складові миттєвих струмів: активного, реактивного та повного отримані на моделі. Тут же показані осцилограми отримані на реальному двигуні МТ-12-6 з метою пересвідчитись та упевнитись в правильності роботи моделі, тобто для ілюстрації її достовірності, зверху вниз: напруга на фазній обмотці та струм зворотнього діода, тобто, реактивний струм. Реальних осцилограм лише дві, оскільки при натурних експериментах використовувся двопроменевий електронний аналоговий осцилограф. З осцилограм видно, що напруга на двигуні не має негативних ділянок.

Необхідно зазначити, що діючі значення струмів отримані для випадку схеми з одним тиристором. Для схеми з двома тиристорами діючі значення струмів пропорційно підвищаться, проте відношення реактивного струму до повного збережеться.

Результати розрахунку на моделі діючих значень струмів наведені в табл. 1, з якої випливає підтвердження теорії Фризе, тобто, виконання рівності квадрат повного струму дорівнює сумі квадратів активної та реактивної складових. Дійсно, згідно закону збереження енергії тепло від повного струму дорівнює сумі тепла від його складових.

Вводимо поняття коефіцієнта К_р реактивного струму як відношення реактивної складової до повного струму, який згідно табл. 1 залежить від кута а Цю залежність апроксимуємо згідно методики [12] аналітичною формулою виду

$$K_p = f(\alpha) = a_0 + a_1 \cdot \alpha , \qquad (2)$$

де *a*₀, *a*₁ – шукані коефіцієнти апроксимуючої формули. Згідно методу найменших квадратів коефіцієнти формули (4) повинні задовольняти умову

$$\sum [K_i - (a_0 + a_1 \cdot \alpha_i]^2 = \min, \qquad (3)$$

де К_i – розрахункове значення за моделлю.

Взявши у виразі (5) похідні за параметрами "а₀" та " a_1 " отримаємо систему рівнянь

$$a_0 \cdot N + a_1 \sum_{i=1}^N \alpha_i = \sum_{i=1}^N \beta_i \ ; \ a_0 \sum_{i=1}^N \alpha_i + a_1 \sum_{i=1}^N \alpha_i^2 = \sum_{i=1}^N (\beta_i \cdot \alpha_i) \ . (4)$$

Після вирішення (4) отримаємо емпіричну формулу коефіцієнта реактивного струму лля асинхронних двигунів потужністю до 11 кВт

$$K_p = 0.675 + 0.1 \cdot \alpha$$
 (5)

і формулу для розрахунку реактивної складової струму холостого ходу асинхронних двигунів $I_p = K_p \cdot I_x$.

Таблиця 1

-				
Результати	nosnaxvukv	лючих	значень	CTDVM1B
I COVIDIAIN	DUJUUAVIIAV	$\Delta m O m \Lambda$	JIIG ICHD	

popm.	-)) <u>_</u> -				
Кут керування α, сек	0,009	0,008	0,007	0,006	0,005
Кут керування α, рад	2,827	2,513	2,199	1,885	1,57
Діючий струм мережі (активний) <i>I_a</i> , А	0,08213	0,4564	1,197	2,284	3,629
Діючий струм зворот- нього діода (реактивний) <i>I_p</i> , А	0,269	1,101	2,368	3,923	5,602
Діючий струм обмотки статора (повний) <i>I</i> _п , А	0,2795	1,192	2,657	4,552	6,7
Коефіцієнт реактивно- го струму $K_p = I_p / I_{\Pi}$	0,9624	0,9237	0,8912	0,8618	0,8361

За формулою (6) для асинхронного двигуна МТ-12-6 (7,5 кВт) розрахована залежність діючого значення реактивної складової несинусоїдного струму холостого ходу від кута керування, яка побудована на рис. 3: суцільною - розрахована за моделлю, пунктирною – розрахована за емпіричною формулою (6).



ВИСНОВКИ

Отримана формула для розрахунку діючого значення реактивної складової струму холостого ходу асинхронного двигуна з тиристорним регулятором напруги з урахуванням кута керування тиристорами та параметрів обмотки статора, яка дозволяє розрахувати втрати електроенергії в лініях і трансформаторах від передачі реактивного струму з метою обґрунтування економічної доцільності компенсації реактивної потужності.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Родькин Д.И. Комментарий к теории энергопроцессов с полигармоническими сигналами // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету. – 2005. – №3(32). – С. 106-114.

2. Жемеров Г.Г., Ильина О.В. Теория мощности Фризе и современные теории мощности // Електротехніка і електромеханіка. – 2007. – №6. – С. 63-65.

3. Архиереев И.П. Сопоставление методов определения реактивной мощности емкости и индуктивности при периодических несинусоидальных напряжениях // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск "Силова електроніка та енергоефективність". Ч.2. – 2008. – С. 11-16.

4. Саєнко Ю.Л. Реактивна потужність в системах електропостачання з нелінійними навантаженнями: автореф. дис. на здобуття наукового ступеня д-ра техн. наук за спец-тю 05.09.05. – Львів, 2003. – 39 с.

5. Kim H.S., Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating *p-q-r* reference frames. Int. Proc. IEEE PEDS'99 Conf., Hong Kong, July 1999. – pp. 422-427.

6. Ковальова Ю.В. Визначення струму холостого ходу асинхронного електроприводу з тиристорним регулятором напруги // Тези докладу XXXVII наук.-техн. конф., Харків: ХНУМГ ім. Бекетова, 2014. – С. 85-87.

7. Методы исследований и организация экспериментов. Под ред. проф. К.П. Власова – Х.: Изд-во "Гуманитарный центр", 2002. – 256 с.

REFERENCES: *I.* Rodkin D.I. Comment to the theory of energetical processes with harmonic signals different frequencies. *Visnyk Kremenchuc'kogo derzhavnogo politehnichnogo universytetu – Transactions of Kremenchug State Polytechnic University*, 2005, no.3(32), pp. 106-114. 2. Zhemerov G.G., Il'ina O.V. Fryze power theory and modern power theories. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2007, no.6, pp. 63-65. 3. Arkhireyev I.P. Comparison of methods of determination of reactive power of capacity and inductance at periodic nonsine voltage. *Tekhnichna elektrodynamika*. Tem. vypusk "Silova elektronika i energoefektivnist" – Technical electrodynamics. Special Issue "Power electronics & energy efficiency", 2008, Part 2, pp. 11-16. 4. Sayenko Y.L. Reaktyvna potuzhnist' v systemah elektropostachannja z nelinijnymy navantazhennjamy. Avtoref. diss. dokt. techn. nauk [Reactive power in power supply networks with nonlinear loads. Abstracts of doct. tech. sci. diss.]. Lviv, 2003. 39 p. 5. Kim H.S., Akagi H. The instantaneous power theory on the rotating p-q-r reference frames. Int. Proc. IEEE PEDS'99 Conf., Hong Kong, July 1999, pp. 422-427. 6. Kovalova J.V. Determination of current of idling of induction electric drive with the thyristor regulator of voltage. Tezy dokladu XXXVII nauk.-tehn. konf. [Theses XXXVII science conf.]. Kharkiv, O.M. Beketov Kharkiv National University of Municipal Economy, 2014, pp. 85-87. 7. Vlasov K.P. Metody issledovanii i organizatsiia eksperimentov [Methods of investigations and organizations of experiments]. Kharkiv, Gumanitarnyi tsentr Publ., 2002. 256 p.

Надійшла (received) 30.06.2014

Ковальова Юлія Вікторівна, аспірантка, Харківський національний університет міського господарства ім. О.М. Бекетова, 61002, Харків, вул. Революції, 12,

тел/phone: +38 066 2220558, e-mail: kvn.kharkov@mail.ru

J.V. Kovalova

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

Reactive current of an induction electric drives with thyristor voltage regulator.

A model for a separation of reactive constituent from current of idling of an induction motor at its feed from a thyristor voltage regulator in the dependences on the control angle of thyristors is developed. As a result of modeling, dependence of relative reactive current which is approximated by formula for calculation of effective current of reactive constituent of nonsinusoidal current is obtained. *Key words* – **thyristor regulator, induction motor, heating**

nonsinusoidal current.

В.Д. Лущик

ВЕНТИЛЬНІ ІНДУКТОРНІ ГЕНЕРАТОРИ РАДІАЛЬНОГО ЗБУДЖЕННЯ З СУМІЩЕНИМИ ОБМОТКАМИ

Описана конструкція та принцип дії індукторних генераторів з суміщеними обмотками. Приведено теоретичне обгрунтування переваг розглянутих генераторів. Наведені дані експериментальних досліджень генераторів з суміщеними обмотками і, для порівняння, генераторів, що серійно виготовляються.

Описана конструкция и принцип действия индукторных генераторов с совмещенными обмотками. Приведено теоретическое обоснование преимуществ рассматриваемых генераторов. Приведены данные экспериментальных исследований генераторов с совмещенными обмотками и, для сравнения, генераторов, которые изготавливаются сериями.

Серед безконтактних електричних генераторів найбільшого поширення набули генератори індукторного типу завдяки простоті конструкції, надійності в роботі та невисокої ціни. Індукторні генератори знайшли широке застосування на тракторах, вантажних автомобілях, сільгоспмашинах, на вітроелектростанціях, на залізничному транспорті як підвагонні генератори. Однак більш широке поширення їх стримується із-за невисоких масогабаритних питомих показників. Вага їх порівняно з контактними генераторами в два рази більша.

Зарубіжні і вітчизняні вчені та конструкторидослідники удосконалюють уже відомі типи індукторних генераторів, не вносячи ніяких принципових змін у конструкцію та принцип дії [1-3].

Істотного покращення масогабаритних показників індукторних генераторів можливо досягти, якщо сумістити обмотку збудження з обмоткою якоря. Для цього магнітопровід індукторного генератора потрібно змінити таким чином, щоб обмотка збудження знаходилася на тих же зубцях статора, що і обмотка якоря.

Обмотка збудження повинна бути також узгоджена з трифазною обмоткою якоря. Мінімальне число зубців якоря, на яких можливо утворити трифазну обмотку, дорівнює трьом. З огляду на те, що ці ж зубці повинні утворювати магнітне поле збудження, їх число повинно бути парним. Тому мінімально можливе число зубців на статорі $Z_1 = 6$. При $Z_1 = 6$ кожна пара зубців статора є окремою фазою. Також кожна пара зубців статора утворює магнітний потік збудження. Тому статор із $Z_1 = 6$ буде мати шестиполюсний магнітний потік збудження. 2p = 6 – мінімально можливе число полюсів збудження в розглядуваному індукторному генераторі.

Число зубців ротора Z_2 повинно бути парним, щоб, по-перше, не було одностороннього магнітного притягування і, значить, магнітних вібрацій; по-друге, для збільшення величини пульсацій магнітного потоку в фазах: в певну мить часу під парою зубців статора, що є фазою, повинні розміщуватись зубці ротора, в слідуючу мить, через півперіоду – пази ротора. Цю умову можливо виконати, якщо Z_2 є парним.

Для більш раціонального використання магнітопроводу статора та ротора важливо, щоб Z_2 як можна менше відрізнялось від Z_1 . Найкраще підходить $Z_2 = 8$.

Для того, щоб досягалась максимально можлива пульсація, необхідно щоб

$$b_{Z1} < b_{\Pi 2}, \ b_{Z2} < b_{\Pi 1}$$

де b_{Z1} , b_{Z2} – ширина зубця статора і відповідно ротора, $b_{\Pi1}$, $b_{\Pi2}$ – ширина паза статора і відповідно ротора.

Був виготовлений індукторний генератор, габарити і маса якого були такі ж, як і в серійного автомобільного генератора 37.3701(ВАЗ 2108). Зовнішній діаметр статора D = 124 мм (рис. 1), внутрішній діаметр – $D_i = 81$ мм, ширина зубців і пазів $b_{Z1} = 15$ мм, $b_{Z2} = 14.6$ мм, $b_{\Pi1} = 27.4$ мм, $b_{\Pi2} = 17$ мм.



Рис. 1. Магнітопровід генератора, $Z_1 = 6$, $Z_2 = 8$

Довжина пакета статора і ротора $l_b = 48$ мм, але загальна вага статора і ротора залишились такою ж, як і в серійному генераторі за рахунок значно меншої ваги ротора, відсутності контактних кілець і щіток. На зубцях 1,4 розміщені котушки фази A, на зубцях 3,6 – фази B, на зубцях 5,2 – фази C.

Фази якірної обмотки з'єднані в трикутник, при цьому в фазах якірної обмотки послідовно та узгоджено з іншими фазами ввімкнуті діоди (рис. 2). На один із діодів подають напругу від джерела постійного струму (рис. 3), з тим щоб струм збудження протікав по всім фазам якірної обмотки.

При навантаженні в фазах якірної обмотки протікає однопівперіодний випрямлений струм. Магнітний потік реакції якоря можна вважати такої ж форми, що і струм, який його створює.





Рис. 3. Схема вмикання навантаження

Однопівперіодний випрямлений струм, якщо розкласти його в ряд Фур'є, має постійну складову і в два рази меншу основну гармонічну складову. Основна гармонічна складова магнітного потоку реакції якоря буде в 2 рази менша магнітного потоку реакції якоря, створеного синусоїдним струмом такої ж діючої величини, що і однопівперіодний випрямлений струм. Тому в 2 рази зменшуються індуктивні опори x_d та x_q і відповідно поздовжня ЕРС реакції якоря E_d та поперечна ЕРС реакції якоря E_q . Жорсткість зовнішньої характеристики генератора завдяки діодам різко зростає.

Магнітний потік реакції якоря, створений однопівперіодним випрямленим струмом, направлений узгоджено з магнітним потоком, створеним обмоткою збудження, що теж сприяє збільшенню жорсткості зовнішньої характеристики.

Ще більш кращі масогабаритні і енергетичні показники показує генератор, статор якого має гребінкову зубцеву зону [6]. Статор в такому випадку має 12 зубців, а ротор – 14 зубців (рис. 4). Число полюсів збудження залишається незмінним. Завдяки гребінковій зубцевій зоні статора частота ЕРС якірної обмотки, яка залежить від швидкості обертання *n* та числа зубців ротора $Z_2, f_2 = nZ_2$, зростає в 1,75 рази.



Рис. 4. Генератор з гребінковою зубцевою зоною, $Z_1 = 12, Z_2 = 14$

Важливим фактором в покращенні процесу електромагнітного перетворення енергії є незначна різниця між числами пазів статора $Z_1 = 12$ і ротора $Z_2 = 14$. Малі зубці статора мають ширину $b_{Z1} = 7,8$ мм, а паз між ними – $b_{\Pi 1} = 11,4$ мм. На рис. 5 показані магнітопроводи статора і ротора, а на рис. 6 – статор з обмоткою.

Завдяки більш раціональному співвідношенню розмірів зубцевої зони статора пульсації магнітного потоку в генераторі з числом зубців $Z_1 = 12$ і $Z_2 = 14$ зображуються у вигляді однопівперіодних синусоподібних імпульсів (рис. 7), які можна розкласти в ряд Фур'є з допомогою періодичної функції f(x) з періодом T





Рис. 7. Пульсації магнітного потоку, $Z_1 = 12$, $Z_2 = 14$

$$f_{(x)} = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin\omega x - \frac{2}{\pi} \left(\frac{\cos 2\omega x}{1 \cdot 3} + \frac{\cos 4\omega x}{3 \cdot 5} + \frac{\cos 6\omega x}{5 \cdot 7} + \dots \right).$$

При $x = \frac{T}{4}$ $y = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2}\sin\frac{2\pi}{T} \cdot \frac{T}{4} = \frac{1}{\pi} + \frac{1}{2},$ тобто

магнітний потік має постійну складову 1/π і в два рази меншу основну гармонічну.

В генераторі з числом зубців $Z_1 = 6$ і $Z_2 = 8$ пульсації відбуваються із значно більшим проміжком. Ширина паза $b_{\Pi 1} = 27,4$ мм майже в 2 рази перевершує ширину зубця $b_{Z1} = 15$ мм. Пульсації магнітного потоку у вигляді імпульсів шириною T/3 і проміжком між ними 2T/3 зображені на рис. 8.



Рис. 8. Пульсації магнітного потоку, $Z_1 = 6, Z_2 = 8$

Періодична функція f(x) з періодом T для цього випадку

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (\alpha_k \cos k\omega x + b_k \sin k\omega x),$$

де

$$a_k = \frac{2\omega_0}{T} \cdot \frac{1 + \cos k\omega\tau}{\omega_0^2 - k^2\omega^2}, b_k = \frac{2\omega_0}{T} \cdot \frac{\sin k\omega\tau}{\omega_0^2 - k^2\omega^2}, (k = 1, 2, ...),$$
$$\frac{a_0}{2} = \frac{2\tau}{\pi T}, \quad \omega_0 = \frac{\pi}{\tau}, \quad \omega = \frac{2\pi}{T}.$$

Згідно з рис. 8 τ =*T*/2. В результаті одержуємо для k = 1

$$y = \frac{2}{3\pi} + \frac{9}{5\pi} \cos \omega x + \frac{3\sqrt{3}}{5\pi} \sin \omega x .$$

При $x = T/4$ $y = \frac{2}{3\pi} + \frac{3\sqrt{3}}{5\pi}$, тобто магнітний потік

має постійну складову $2/3\pi$ і основну гармонічну, яка дорівнює $\frac{3\sqrt{3}}{5\pi} = 0,331$.

В генераторі із співвідношенням пазів $Z_1 = 6$ і $Z_2 = 8$ основна гармонічна магнітного потоку зменшується в 0,5/0,331 = 1,51 рази порівняно з генератором з гребінковою зубцевою зоною.

В табл. 1 приведені результати експериментальних досліджень індукторних генераторів з суміщеними обмотками при швидкості обертання ротора n = 5000об/хв., а також, для порівняння, серійного індукторного генератора Г-306 та автомобільного синхронного генератора з контактними кільцями. Маси всіх досліджуваних генераторів приблизно однакові – 4,2 кг. Таблиця 1

D	
Результати експериментальних лосліля	кень генераторів
	action remephiloping
HOU HEREATI ACOMPANY POTODO M	-5000 of/wp
при швидкості обсргання ротора n	- JUUU UU/XB

F PA	· · · · ·		F	F				
Тин гоноратора	U_d	I_d	P_d	$U_{3\delta}$	I_{36}	Рма	η	$G_{\rm M}$
типтенератора	В	Α	Вт	В	А	Вт	%	грам
Індукторний Z ₁ = 6, Z ₂ = 8	190	3,95	750	18,5	4,6	14	77,5	470
Індукторний Z ₁ = 12, Z ₂ = 14	199	4,57	910	18,7	4,8	18	78,25	340
Індукторний Г-306	14	28,6	400	13	5	49	66,8	700
Автомобільний синхронний	13,64	55	750	13	5	662	47	560

Коефіцієнт корисної дії генераторів вираховувався за формулою

$$\eta = \frac{P_d}{P_d + p_{Ma} + p_{cm} + p_{Mex}} \cdot 100\%.$$

Як можна бачити із табл. 1, індукторні генератори з суміщеними обмотками мають кращі показники порівняно з індукторними генераторами серійного виконання по всім параметрам: питомому показнику кг/кВт (масогабаритному показнику), коефіцієнту корисної дії, питомій витраті міді. Кращі показники і в порівнянні з автомобільним синхронним генератором, який має контактні кільця, щітки і обмотку збудження на роторі.

Оскільки в автомобільних генераторах струм збудження і якірний струм відрізняються на порядок, об'єднання обмоток в таких генераторах нераціональне. MPC збудження буде на порядок меншою за потрібну.

Індукторні генератори шестиполюсного збудження і з діодами в фазах якірної обмотки, з'єднаної в трикутник, у випадку виготовлення двох окремих обмоток втрачають потужність до 30 %. Такі генератори переважають по всім показникам індукторні генератори серійного виконання, але поступаються синхронним генераторам з контактними кільцями по масогабаритному показнику, який автомобілебудівники вважають найважливішим.

ВИСНОВКИ

1. Сконструйовано, виготовлено і досліджено декілька експериментальних зразків вентильного індукторного генератора радіального збудження принципово нової конструкції: на зубцях статора розміщені концентричні котушки якірної обмотки і котушки обмотки збудження, які можуть суміщуватись з якірною обмоткою.

2. Завдяки кращим масогабаритним показникам та більш високому ККД досліджені вентильні індукторні генератори з окремими обмотками можуть бути використані для застосування на тракторах, сільгоспмашинах, будівельних машинах, на важких автомобілях – скрізь, де на теперішній час використовують вентильні індукторні генератори традиційного конструкції.

3. Експериментальні вентильні індукторні генератори з суміщеними обмотками переважають за своїми основними показниками синхронні машини з контактними кільцями, і тому можуть бути рекомендовані в серійне виробництво як підвагонні генератори залізничних вагонів, для літальних апаратів, для вітроелектроустановок, для гідроелектростанцій невеликої потужності.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Петренко А.Н. Методика расчета геометрии и параметров активной зоны одноименнополюсных индукторных автотракторных генераторов // Вестник НТУ "ХПИ". – 2005. – №5.

2. Ваткин В.А. Разработка вентильных индукторных электромеханических систем автотракторного назначения: автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук: специальность 05.09.01 "Электромеханика и электрические аппараты". – Москва, 2007. – 20 с.

3. Шлегель А.О. Повышение надежности электромеханических систем автотракторного генератора: автореферат диссертации на соискание ученой степени канд. техн. наук: специальность 05.09.01 "Электромеханика и электрические аппараты". – Самара, 2007. – 20 с.

4. Лущик В.Д. Патент № 86352 Україна. Індукторний трифазний різнополюсний вентильний генератор. Опубл. 27.04.09, Бюл. №8.

5. Лущик В.Д. Трифазні вентильні індукторні генератори з суміщеною обмоткою // Материалы межд. науч.-техн. конф. "Проблемы повышения электромеханических преобразователей в электромеханических системах", Севастополь: Сев-НТУ, 2010. – С. 25-27.

6. Лущик В.Д. Патент № 98261 Україна. Індукторний трифазний різнополюсний вентильний генератор. Опубл. 25.04.12. Бюл. №8.

REFERENCES: 1. Petrenko A.N. Method of calculating the geometry and parameters of the core homopolar inductor automotive generators. *Visnyk* NTU "KhPI" – Bulletin of NTU "KhPI", 2005, no.5. 2. Vatkin V.A. Razrabotka ventil'nykh induktornykh elektromekhanicheskikh sistem avtotraktornogo naznacheniia. Avtoref. diss. kand. techn. nauk [Development of valve inductor electromechanical systems autotractor destination. Abstracts of cand. tech. sci. diss.]. Moscow, 2007. 20 p. 3. Shlegel' A.O. Povyshenie nadezhnosti elektromekhanicheskikh sistem avtotraktornogo generatora. Avtoref. diss. kand. techn. nauk [Improving the reliability of electromechanical systems autotractor generator. Abstracts of cand. tech. sci. diss.]. Samara, 2007. 20 p. 4. Lushchik V.D. Induktornyj tryfaznyj riznopoljusnyj ventyl'nyj generator [Three-phase inductor had polar valve generator]. Patent UA, no.86352, 2009. 5. Lushchik V.D. Three-phase valve inductor generators with combined winding. Materialy mezhd. nauchn.-tekhn. konf. Problemy povysheniia elektromekhanicheskikh preobrazovatelei v elektromekhanicheskikh sistemakh" [Materials Int. sci.-techn. conf. "Problems of increase of electromechanical transducers in electromechanical systems"]. Sevastopol, SevNTU, 2010, pp. 25-27. 6. Lushchik V.D. Induktornyj tryfaznyj riznopoljusnyj ventylnyj generator [Three-phase inductor had polar valve generator]. Patent UA, no.98261, 2012.

Надійшла (received) 25.09.2014

Лущик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф., Національний університет біоресурсів і природокористування України, 03041, Київ, вул. Героїв Оборони, 12, корпус 8, тел/phone +38 099 7654495, e-mail: V.D.Luschik@yandex.ua

V.D. Lushchik

National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine 12, Heroyiv Oborony Str., Build 8, Kiev, 03041, Ukraine Valve induction generators of radial excitation with combined windings

with combined windings.

The design and principle of operation of inductor generators with combined windings are described. The theoretical substantiation of advantages of considered generators is presented. The data of experimental investigations of generators with combined windings and, for comparison, generators, which are made in series are presented.

Key words – type of generators, combined winding, magnetic circuit, experimental research.

МАГНІТНЕ ПОЛЕ В ЗАЗОРІ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНИХ ДЕЗІНТЕГРАТОРІВ

Розглянуто магнітне поле, утворюване в повітряному зазорі електромеханічних дезінтеграторів в результаті дій двох зустрічно біжучих магнітних полів. Показано, що в результаті утворюються нерухомі пульсуючі поля, які можна утворювати набагато більш простим і більш ефективним способом.

Рассмотрено магнитное поле, создаваемое в воздушном зазоре электромеханических дезинтеграторов в результате действий двух встречно бегущих магнитных полей. Показано, что в результате образуются неподвижные пульсирующие поля, которые можно образовывать намного более простым и более эффективным способом.

В ОКБ лінійних електродвигунів в 1980-1991 роках, як заявляє проф. Шинкаренко В.Ф. [1], були створені і введені в технічну еволюцію плоскі двообмоткові електромеханічні дезінтегратори з електромагнітною інверсією. Це "мікроеволюційна подія, яка визначає структуру популяцій П₄₁, П₅₀, П₅₁, П₅₂ та П₆₀" [1].

На приведеному в [1] рис. 2 схематично показані різні конструктивні форми плоских двообмоткових електромеханічних дезінтеграторів з електромагнітною інверсією. Тут потрібно пояснити, що таке двообмоткові дезінтегратори і що таке інверсія. Двообмотковий дезінтегратор - це два плоских магнітопроводи, розділених величезним зазором, приблизно 40 мм. У верхньому і нижньому магнітопроводі розміщені трифазні обмотки, які створюють магнітні поля, що рухаються зустрічно. Автор назвав такі обмотки електромагнітною інверсією, але ніде не обґрунтував, що інверсія більш оптимальна, ніж коли магнітні поля рухаються, наприклад, узгоджено. Очевидно, автор віддав перевагу "інверсії" в результаті спостереження за роботою якогось дезінтегратора.

Електромеханічні дезінтегратори призначені для розмелювання якоїсь речовини в повітряному зазорі з допомогою феромагнітних металевих роликів. Оскільки металеві ролики розмелюють матеріал з допомогою механічних зусиль, що виникають між окремими роликами, то ці зусилля пропорційні квадрату магнітної індукції B_{δ}^2 магнітного поля, що виникає в зазорі. Магнітна індукція при величезних, в десятки раз більших повітряних зазорах, ніж у звичайній електричній машині, приблизно в стільки ж раз менша, ніж в електричній машині. Отже, зусилля між роликами, що виконують роботу розмелювання речовини, приблизно в 100 і більше раз менші, ніж у звичайній електричній машині, яка приводить в рух механічний дезінтегратор. Якщо ККД механічних дезінтеграторів 80 %, то тут 1 % – не більше.

Не виявлено за 30 років, на протязі яких "вводяться в технічну еволюцію електромеханічні дезінтегратори", техніко-економічного порівняння з аналогом – з механічним дезінтегратором, будь-які електромагнітні, електромеханічні та енергетичні розрахунки відсутні. Не виявлено повідомлень про практичне використання дезінтеграторів і результати цього використання.

З огляду на критичне зауваження в [2] про відсутність експериментальних досліджень дезінтеграторів автор опинився в непристойній ситуації і змушений був озвучити результати експериментальних досліджень [3]. В табл. 1, яка називається: "Результати технологічного експерименту перевірки ефективності ЕМД", приведені такі результати: 1) розмір робочих тіл (роликів); 2) наповненість робочої камери роликами; 3) тривалість обробки (2 хвилини); 4) питома поверхня цементу до обробки: 3300см²/г; після обробки – 5500см²/г. В публікації [3] показаний зовнішній вигляд дезінтегратора: індуктор біжучого поля з трифазною обмоткою, два вентилятори, робоча камера і надзвичайно дрібним шрифтом технічні дані, які можна прочитати тільки з допомогою збільшувального скла: напруга $U_1 = 380$ В, споживана потужність 17,1 кВА, струм $I_1 = 25,9$ A, $\cos \varphi_1 = 0,1$; режим роботи – короткочасний, 2 хв.; охолодження - примусове повітряне з допомогою двох вентиляторів. Підраховуємо: дезінтегратор споживає активну потужність 1,71 кВт, яка йде на нагрівання обмоток. Потужність, яку споживають вентилятори, тут не враховується. За дві хвилини обмотки нагріваються до критичної температури.

Основний показник: кількість обробленого цементу - не вказаний. В технічних даних приведений об'єм робочої камери – 1445 см³, а в табл. 1 – заповненість робочої камери металевими роликами: 2,7 %. Вираховуємо об'єм металевих роликів: 40 см³. Така незначна кількість роликів ("робочих тіл", як називає їх автор) пояснюється тим, що більша кількість злипається в суцільну масу, не здатну виконувати роботу розмелювання. Мала кількість роликів не може виконувати велику роботу. Оброблюваний матеріал не може мати об'єм, більший в 4 рази від роликів – це десь 160 см³, тобто стакан цементу. При більшій густині розмелюваної речовини роликам не вистачить електромагнітних зусиль рухатись. Виходить, щоб зробити стакан цементу більш дрібним, потрібно затрачувати 17,1 кВА електричної енергії, активної потужності – більше 2 кВт з урахуванням роботи вентиляторів. Електромеханічні дезінтегратори можуть подрібнювати матеріал уже подрібнений.

Цемент різних марок із суцільної маси виробляють механічні дезінтегратори мільйонами тон.

Незважаючи на провальні експериментальні результати, автор дезінтеграторів всупереч здоровому глузду продовжує їх розхвалювати.

Ось ще коротка цитата із [1]: "Реалізація експериментальних досліджень здійснювалась переводом електромеханічних об'єктів, одержаних в результаті передбачування, в реально-інформаційні, з відповідним документальним підтвердженням (патентуванням) їх новизни і корисності". В цій цитаті відразу дві неправди. По-перше, оскільки автор дезінтеграторів одержує патенти на корисні моделі, а такі патенти не проходять експертизу на новизну і корисність, то документального підтвердження новизни і корисності дезінтеграторів немає. Патент на корисну модель можуть видати на будь-яку нісенітницю. По-друге, реалізацією експериментальних досліджень не можна назвати процес передбачування об'єкта (тобто його придумування) з послідуючим його патентуванням.

Посилена увага до електромеханічних дезінтеграторів пояснюється їх різноманітністю, що, на думку автора хромосомної теорії, підтверджує спорідненість електромагнітних систем з хромосомо-генним різноманіттям живої природи.

Активна пропаганда дезінтеграторів робить свою справу. Розробкою дезінтеграторів зайнялись і інші дослідники, зокрема досліджують з допомогою комп'ютерних технологій магнітне поле в повітряному зазорі дезінтегратора [4].

Одним із найважливіших здобутків хромосомогенної теорії, як стверджує автор цієї теорії в багатьох своїх публікаціях, є ідея біжучих полів і так званої інверсії, яка начебто десь в живій природі існує.

Звернемось за допомогою до класичної електромеханіки і доведемо, що ідея біжучих полів та інверсії є помилковою ідеєю.

Розглянемо магнітне поле, яке утворюється в повітряному зазорі лінійного дезінтегратора з допомогою двох трифазних обмоток: верхньої обмотки, що знаходиться у верхньому магнітопроводі, та нижньої обмотки, яка розміщена в нижньому магнітопроводі.

MPC верхньої обмотки, магнітне поле якої рухається вліво:

$$F_B = F_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T_{II}}x), \qquad (1)$$

де F_m – амплітуда МРС; $\omega t = \frac{2\pi}{T}t$; T – часовий період;

*Т*_П – просторовий період.

МРС нижньої обмотки, магнітне поле якої рухається вправо:

$$F_H = F_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{T_{II}}x).$$
 (2)

Магнітне поле верхньої трифазної обмотки може бути розкладене на два пульсуючих поля, зсунутих в просторі і часі. Як слідує із (1), значення МРС в дану мить часу і в даній точці *х*:

$$F_B = F_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x) = F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x + F_m \cos \omega t \sin \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x = F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x + (3)$$

+
$$F_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \cos(\frac{2\pi}{T_{II}}x - \frac{\pi}{2}) = F_{B1} + F_{B2},$$

де

$$F_{B1} = F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_{\Pi}} x \tag{4}$$

являє собою пульсуюче поле, для якого початок координат знаходиться проти максимуму MPC, а

$$F_{B2} = F_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \cos(\frac{2\pi}{T_{\Pi}} x - \frac{\pi}{2})$$
(5)

являє собою пульсуюче поле, зсунуте від поля F_{B1} в просторі і часі на кут $-\pi/2$.

МРС нижньої обмотки (2) теж розкладуємо на два пульсуючих поля:

$$F_H = F_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x) = F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_{\Pi}}x - F_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})\cos(\frac{2\pi}{T_{\Pi}}x - \frac{\pi}{2}) = F_{H1} + F_{H2}.$$
(6)

Магнітні пульсуючі поля F_{B2} та F_{H2} взаємно знищуються, і в повітряному зазорі електромеханічного дезінтегратора замість двох зустрічно біжучих ("інверсних") полів існує тільки пульсуюче поле

$$F = F_{B1} + F_{H1} = 2F_m \sin \omega t \cos \frac{2\pi}{T_{TI}} x.$$
 (7)

Покажемо для наглядності механізм утворення пульсуючого поля двома двополюсними трифазними зосереджиними одношаровими обмотками для різних моментів часу.

На рис. 1,а зображена верхня обмотка, на рис. 1,6 – нижня обмотка. Поряд розміщені вектори МРС трьох фаз для різних миттєвостей часу: 1) t = T/4 (МРС фази *A* максимальна); 2) t = 5T/12; 3) t = 7T/12; 4) t = 3T/4(МРС фази *A* максимальна і протилежно направлена). В пазах обмоток показані напрями струмів для кожної миті часу у відповідності з векторами МРС.



Рис. 1. Верхня і нижня обмотки та вектори МРС трьох фаз для різних миттєвостей часу

На рис. 2 показані пази верхнього і нижнього магнітопроводів, МРС верхньої і нижньої обмоток для всіх чотирьох миттєвостей часу, а посередині в повітряному зазорі – результуюча МРС.

Із рис. 2 видно, що в повітряному зазорі електромеханічного дезінтегратора замість двох зустрічно біжучих двополюсних полів існує нерухоме в просторі двополюсне пульсуюче поле.

Пульсуюче поле простіше і більш ефективно утворювати однофазною обмоткою (рис. 3). В кожному магнітопроводі виконують три пази (рис. 4), середній паз здвоєний, крайні пази знаходяться на кінцях магнітопроводів, на відміну від трифазної обмотки, де крайні пази на кінцях не розміщують через негативний вплив крайового ефекту. При такому способі створення магнітного поля в повітряному зазорі споживана електрична потужність зменшується в три рази, магнітне поле, як видно із порівняння рис. 2,а і рис. 4, збільшується в півтора рази, витрата мідного проводу з урахуванням зменшення лобових частин обмотки зменшується в 2 рази. При необхідності створення трифазної обмотки послідовно на лінійному магнітопроводі розміщують три однофазні обмотки (рис. 3) різних фаз, утворюючи шестиполюсне поле. Фазні обмотки з'єднують в зірку або в трикутник.



Рис. 2. МРС трифазних обмоток і результуюча МРС



Рис. 4. МРС однофазних обмоток і результуюча МРС

Приведена тут раціоналізація дезінтеграторів не означає для них якісь перспективи. Ніхто не буде використовувати електромагнітні пристрої з ККД 2 %.

ВИСНОВОК

Монографія [5], як і численні публікації в наукових журналах – це суцільне словесне павутиння, яке не має нічого спільного з електромеханічною наукою. Незважаючи на численні прогнози широких можливостей створення принципово нових електричних машин завдяки хромосомо-генній теорії сам автор за 20 років безупинної реклами хромосомо-генної теорії не спромігся нічого суттєвого створити, крім нікому не потрібних "корисних" моделей. Фахівцям потрібні в першу чергу електротехнічні знання, а не безглузда хромосомо-генна теорія.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шинкаренко В.Ф., Котлярова В.В. Эволюционные эксперименты в структурной электромеханике // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції. – Севастополь: СевНТУ. – 2012. – С. 7-12.

2. Лущик В.Д. Хромосомо-генна теорія електромеханічних систем на прикладі електромеханічних дезінтеграторів // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – №6. – С. 28-30.

3. Шинкаренко В.Ф. Котлярова В.В., Чумак В.В. Исследование эффективности использования электромеханических дезинтеграторов многофакторного действия в технологии активации портландцемента // Матеріали міжнародної науково-технічної конференції. – Севастополь: СевНТУ. – 2013. – С. 171-174.

4. Заблодский Н.Н. Филатов М.А., Грицюк В.Ю. Моделирование электромагнитного поля электромеханического дезинтегратора // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – 2013. – №39. – С. 221-226.

5. Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.

REFERENCES: 1. Shinkarenko V.F., Kotliarova V.V. Evolutionary experiments in structural electromechanics. Materialy mezhd. nauchn.tekhn. konf. "Problemy povysheniia elektromekhanicheskikh preobrazovatelei v elektromekhanicheskikh sistemakh" [Materials Int. sci.-techn. conf. "Problems of increase of electromechanical transducers in electromechanical systems"]. Sevastopol, SevNTU, 2012, pp. 7-12. 2. Lushchik V.D. A chromosomal-genetic theory of electromechanical systems by the example of electromechanical disintegrators. Elektrotekhnika i elektromekhanika - Electrical engineering & electromechanics, 2012, no.6, pp. 28-30. 3. Shinkarenko V.F., Kotliarova V.V. Chumak V.V. Research of efficiency of using electromechanical disintegrators multifactorial actions activation technologies portland cement. Materialy mezhd. nauchn.-tekhn. konf. "Problemy povysheniia elektromekhanicheskikh preobrazovatelei v elektromekhanicheskikh sistemakh" [Materials Int. sci.-techn. conf. "Problems of increase of electromechanical transducers in electromechanical systems"]. Sevastopol, SevNTU, 2013, pp. 171-174. 4. Zablodskiy N.N., Filatov M.A., Gritsyuk V.Yu. Modeling of electromagnetic field electromechanical disintegrator. Sbornik nauchnykh trudov Donbasskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta - The Collection of proceedings of Donbass State Technical University, 2013, no.39, pp. 221-226. 5. Shinkarenko V.F. Osnovy teorii evoliutsii elektromekhanichnykh system [The basics of evolution theory of electromechanical systems]. Kyiv, Naukova dumka Publ., 2002. 288 p.

Надійшла (received) 26.06.2014

Лущик В'ячеслав Данилович, д.т.н., проф., Національний університет біоресурсів і природокористування України, 03041, Київ, вул. Героїв Оборони, 12, корпус 8, тел/phone +38 099 7654495, e-mail: V.D.Luschik@yandex.ua

V.D. Lushchik

National University of Life and Environmental Sciences of Ukraine 12, Heroyiv Oborony Str., Build 8, Kiev, 03041, Ukraine

Magnetic field in a gap of electromechanical disintegrators. The magnetic field created in an air gap of electromechanical disintegrators as a result of actions of two opposite running magnetic fields is considered. It is shown that motionless pulsing fields are as a result formed, which can be formed in much simpler and more effective way.

Key words – air gap, magnetic field, winding, electromechanical disintegrator. УДК 658.5

В.Г. Иванов

ТРАССИРОВКА ПЛАНАРНОЙ СХЕМЫ В ОДНОСЛОЙНОМ КАНАЛЕ

У статті запропонований алгоритм трасування планарною схеми в одношаровому каналі, що дозволяє отримати більш ефективні проектні рішення.

В статье предложен алгоритм трассировки планарной схемы в однослойном канале, позволяющий получить более эффективные проектные решения.

В САПР проектируемые объекты обычно имеют выраженную иерархическую структуру (размещение, трассировка). Хотя взаимосвязи фрагментов такой системы достаточно сложны и недостаточно формализованы, эффективность подходов, учитывающих структуру задачи, часто подтверждается практикой. Тем не менее, несмотря на выраженный иерархический характер практических задач оптимизации и неравномерность влияния отдельных переменных на точность решения, до сих пор отсутствует методологическое обоснование исследований структуры задач, учет их особенностей для более эффективного их решения. Это указывает на перспективность исследований в данной области [1]

Основная задача канальной трассировки (КТ) – выбор наименьшей ширины канала, достаточной для размещения в нем всех соединений, и назначения соединений на магистрали. Решение задачи трассировки находится в классе простейших конфигураций: для *p*-выводной цепи конфигурация содержит один горизонтальный и *p* вертикальных отрезков. Горизонтальный отрезок располагается в одном коммутационном слое, вертикальный – в другом. Цепь полностью определяется горизонтальным отрезком и номером магистрали, на которую этот отрезок назначен. При трассировке существуют ограничения на расположение горизонтальных и вертикальных участков.

Одной из подзадач КТ является трассировка планарной схемы в однослойном канале.

Целью данного исследования является нахождения условия трассировки планарной схемы в четырех стороннем однослойном канале, которые предоставляют возможность получать более эффективные проектные решения.

Для решения поставленной задачи зафиксируем прямоугольную декартову систему координат 0xy. Рассмотрим прямоугольник, ограниченный прямыми, x = 0, x = m, y = 0, y = n+1, где m, n - фиксированные числа. Определим граф, который будем называть каналом шириной n и длиной m (или просто каналом). В качестве вершин этого графа возьмем все точки вида (x, y) с целочисленными координатами, лежащие в указанном прямоугольнике, т.е. удовлетворяющие условиям $\{0.1,...,m\}, y \in \{0.1,...,n+1\}$. Далее для простоты будем рассматривать горизонтальный канал. Для вертикального канала изменится только определение прямоугольной области. Контактные площадки электрических цепей расположены в узлах ортогональной сетки на всех четырех сторонах канала. Многоконтактные электрические цепи разобьем на двухконтактные, упорядочив координаты контактных площадок по возрастанию координаты *x* и *y*. Будем считать, что на сторонах канала контактные площадки одной цепи в соседних узлах сетки располагаться не могут.

Под схемой будем понимать некоторое множество электрических цепей [2].

Планарная схема – это схема, цепи которой могут быть размещены в одном слое без пересечений [3].

Трассировкой схемы назовем систему деревьев, построенных на контактных площадках схемы и не имеющих общих точек.

Плотность канала – это максимум числа цепей с выводами с двух сторон линии, вычисленных по всем вертикальным линиям, т.е.

$$K = \max\{P_i^r\}$$
, где $P_i^J = P_i^{J-1} + 1$, если $i \in [x]$;
 $P_i^j = P_i^{J-1}$, в противном случае;

$$P_i^{\rm O} = 0 \quad j = 1, r; \quad i = \overline{1, m},$$

r – количество цепей, x_H , x_K – начальная и конечная координата цепи, m – длина канала, K – плотность.

Пронумеруем стороны прямоугольника, начиная с левой, по часовой стрелке цифрами от 1 до 4. Тогда для любой двухконтактной цепи координаты контактных площадок обозначены через (x_1^h, y_1^h) и

 (x_2^h, y_2^h) где h и d – номера сторон прямоугольника, на которых расположены контактные площадки. В дальнейшем индексы для простоты записи будем опускать.

Рассмотрим канал, у которого только на горизонтальных сторонах расположены контактные площадки. Определим длины цепей следующим образом:

при
$$h = 2$$
 $d = 2$:
 $L = |x_2 - x_1|;$
при $h = 4$ $d = 2$:
 $L = 2m + n - (x_1 + x_2) + C_1$, если $x_1 > x_2;$
 $L = n + x_1 + x_2 + C_1$, если $x_1 \le x_2;$
при $h = 2$ $d = 4$:
 $L = 2m + n - (x_2 + x_1) + C_1$, если $x_1 \le x_2;$
 $L = n + x_1 + x_2 + C_1$, если $x_1 > x_2;$
при $h = 4$ $d = 4$:
 $L = |x_2 - x_1| + C_2$, где $C_1 = m$, $C_2 = 2m + 2m$

Проранжируем цепи по возрастанию их длин. Цепи разрешается проводить только с одним горизонтальным сегментом. Здесь и далее r – число двухконтактных цепей. Перенумеруем цепи последовательно от 1 до r в соответствии с возрастанием их длины.

© В.Г. Иванов

Утверждение. Задача ортогональной трассировки планарной схемы в канале с минимальным числом поворотов трасс разрешима, если

$$\begin{split} n \geq \max\{p_i^r\}, & \text{где } p_i^j = \alpha + 1, i \in [x_H^j, x_k^j] \\ a = \max\{p_K^{j-1}\}, & \text{где } k \in [x_H^j, x_K^j]; p_i^j = p_i^{j-1}, \\ & \text{если } i \notin [x_H^j, x_k^j]; \\ p_i^0 = 0; & j = \overline{1, r}, i = \overline{1, m}, \\ x_H^j = \min\{x_1^h, x_2^d\}; & x_k^j = \max\{x_1^h, x_2^d\}. \end{split}$$

Доказательство. Величина $\max \{p_i^r\}$ представляет собой длину критического пути в ориентированном ациклическом графе. Граф построен следующим образом. Горизонтальному фрагменту цепи поставим в соответствие вершину графа. Между двумя вершинами существует дуга, если соответствующие фрагменты имеют общую область по оси x, причем дуга выходит из вершины, которая соответствует цепи меньшей длины. Граф – ациклический, так как схема - планарна. Каждой дуге припишем вес равный единице. Необходимо найти в графе самый длинный путь между вершиной *s*, в которую не входит ни одна дуга, и вершиной t, из которой не выходит ни одна дуга. Если таких вершин несколько, то вводим фиктивные вершины so и tQ, которые свяжем дугами с начальными и конечными вершинами, соответственно. Так как граф ациклический, то можно перенумеровать вершины так, что дуга (z_i, z_j) всегда будет ориентирована от вершины z_i к вершине z_j, имеющей больший номер. При этом начальная вершина получит номер 1, а конечная — номер r. Присвоим вершине z_i пометку $M(z_i)$ – равную длине самого длинного пути от 1 до z_i , используя для этого соотношение:

$$M(z_j) = \max[M(z_i) + 1], \ z_i \in \Gamma^{-1}(z_j)$$

где $\Gamma^{-1}(z_i)$ – множество вершин, z_k для которых существует дуга (z_k), для которых существует дуга (z_k , z_j).

Затем присвоим пометку вершине $(z_i + 1)$ и так далее до тех пор, пока последняя вершина r не получит пометку M(r). Если вершина (z_i) помечена, то пометки $M(z_i)$, известны для всех вершин $z_i \in \Gamma^{-1}(z_i)$, так в соответствии со способом нумерации это означает, что $z_i < z_j$ и, следовательно, вершины z_i уже помечены в процессе применения алгоритма. Пометка M(t) равна длине самого длинного пути от *s* к *t*.

Сами дуги, образующие путь, могут быть найдены обычным способом последовательного возвращения.

Таким образом, каждая цепь назначается на магистраль канала, номер которой равен пометке, соответствующей вершине графа. Таким образом, трассировка возможна, если ширина канала больше или равна пометке M(t). Утверждение доказано.

Трудоемкость алгоритма нахождения самого длинного пути в ориентированном ациклическом графе $0(r^2)$, а с учетом расположения цепей в канале $0(2m+2\sum_{i=1}^{r} l_i + r^2)$, где l_i – длина горизонтального фрагмента *i*-й цепи.

Условие трассировки планарной схемы в однослойном канале с возможностью проведения трасс под углом, кратным 45° к линиям ортогональной сетки.

Трассы электрических соединений можно выполнять под углом 45° к любой прямой ортогональной сетки, т.е. из точки с координатами (x, y) возможен переход в соседние точки с координатами (x+1,y), (x-1, y), (x, y+1), (x, y-1), (x+1, y+1), (x+1, y-1), (x-1, y-1), (x-1, y+1).

Рассмотрим канал, на горизонтальных сторонах которого размещены контактные площадки *r* цепей. Цепи могут выбираться в произвольном порядке.

Утверждение. Задача трассировки планарной схемы в канале разрешима, если $n \ge \max{\{p_i^r\}}$,

где
$$p_i^j = p_i^{j-1} + 1$$
, если $i \in [x_H^i + 1, x_k^j - 1]$,
 $p_i^j = p_i^{j-1}$ в противном случае; $p_i^0 = 0$,
 $i = \overline{1, r}; \quad i = \overline{1, m}$.

Доказательство. Необходимость. Представим каждую цепь в виде горизонтального фрагмента. Построим граф интервалов. Известно, что для укладки этих фрагментов без учета их связи с контактными площадками необходимо число магистралей, равных плотности канала, т.е.

$$p_i^{j} = p_i^{j-1} + 1$$
, если $i \in [x_H^i + 1, x_k^i - 1];$
 $p_i^{j} = p_i^{j-1}$, в противном случае; $p_i^0 = 0$,
 $j = \overline{1, r}; \quad i = \overline{1, m}; \quad k = \max\{p_i^r\}.$

Достаточность. Имеется канал с числом магистралей равных плотности канала. Через любое сечение канала может проходить число цепей не больше *К*.

Возьмем *i*-ое сечение канала, где ширина равна кратности. В этом случае на всех магистралях расположены цепи. Контактные площадки цепей могут располагаться либо на нижней линейке, либо на верхней. Так как схема планарна, то в верхней части канала располагаются цепи, конечные контактные площадки которых расположены на верхней линейке канала (B), а в нижней части канала располагаются цепи, выходящие на нижнюю линейку (Н). Будем различать сечения канала по типу контактных площадок, расположенных в этом сечении. Всего монет быть 8 типов сечений: К_В – конечная контактная площадка, расположенная на верхней линейке; К_н – конечная контактная площадка, расположенная на нижней линейке; *H_H* – начальная контактная площадка, расположенная на нижней линейке; *H*_B – начальная контактная площадка, расположенная на верхней линейке; К_В К_H, К_B Н_H, К_H Н_B и последний тип сечения, в котором отсутствуют контактные площадки θ.

Рассмотрим (i+1) сечение. Оно может быть трех типов: K_B , K_H , θ . Рассмотрим каждое из них.

а) K_B . Самая верхняя цепь под углом 45° подходит к контактной площадке, а все цепи из множества B под углом 45° переходят на соединение магистрали (прижимаются вверх). Цепи из множества H остаются на своих магистралях. Плотность канала равна K-1. б) K_{H} . Выполняем аналогичные операции как в пункте "a" путем замены множества *B* на *H*, а *H* на *B*.

в) θ. Цепи остаются на своих магистралях.

Плотность равна K. Пусть в (i+1) сечении плотность равна (K-1). Рассмотрим (i+r) сечение. Тогда (i+r)-е сечение может быть 8 типов. Рассмотрим два типа: H_B и H_H .

1. H_B . Если цепь будет заканчиваться на верхней линейке, то переходим на первую магистраль под углом 135°, все цепи из множества В под углом 135° опускаются вниз на одну магистраль. Плотность канала увеличивается аналогично. Если цепь будет заканчиваться на нижней линейке, то переходим на самую нижнюю свободную магистраль.

2. Выполняем аналогичные действия, как в п.1 путем замены множества *B* на *H*.

Все остальные случаи являются комбинаций уже рассмотренных.

Таким образом, трассировка возможна, если ширина канала больше или равна плотности канала. Утверждение доказано.

Алгоритм трассировки планарной схемы в однослойном канале.

Рассмотрим общий случай, когда контактные площадки расположены на всех четырех сторонах канала.

Шаг 1. В зависимости от значений *h* и *d* определим длину цепи с помощью следующих выражений:

при h = 2, d = 4 или h = 4, d = 2: $l_1 = 2m + n - (x_1 + x_2); l_2 = n + x_1 + x_2; l = \max(l, l_2);$ при h = 2, d = 2 или $h = 4, d = 4: l = |x_2 - x_1|;$ при h = 1, d = 1 или $h = 3, d = 3: l = |y_2 - y_1|;$ при h = 1, d = 3 или h = 3, d = 1: $l_1 = y_2 + y_1 + m; l_2 = m + 2n - (y_2 + y_1); l = \min(l_1, l_2);$ при $h = 1, d = 2: l = n + x_2 - y_1;$ при $h = 1, d = 4: l = y_1 + x_2;$ при $h = 2, d = 3: l = m - x_1 + n - y_2;$ при $h = 3, d = 4: l = y_1 + m - x_2;$ при $h = 4, d = 1: l = n + x_1 - y_2;$ при $h = 3, d = 2: l = n - y_1 + m - x_2;$ при $h = 3, d = 2: l = n - y_1 + m - x_2;$ при $h = 4, d = 3: l = m - x_1 + y_2.$ Шаг 2. Трассировка цепей осуществляется по возрастанию их длины и ведется с максимальным приближением к зоне, по которой определялась ее длина. Процедурой обратной перетрассировки удаляются лишние изломы.

вывод

Найдены условия трассировки планарной схемы в однослойном канале, на основании которых получен алгоритм трассировки, позволяющий получить более эффективные проектные решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кристофидес Н. Теория графов. Алгоритмический подход. Перевод с англ. – М.: Мир, 1978. – 432 с.

2. Okoshi T., Miyoshi T. Расчет планарной интегральной схемы CB4. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., April 1999, vol. MTT-20, pp. 245-252.

3. Селготин В.А. Автоматизированное проектирование топологии БИС. – М.: Радио и связь, 1983. – 112 с.

REFERENCES: 1. Kristofides N. Teoriia grafov. Algoritmicheskii podkhod. Perevod s angl. [Graph theory. An algorithmic approach. Translated from English]. Moscow, Mir Publ., 1978. 432 p. 2. Okoshi T., Miyoshi T. Calculation planar microwave integrated circuit. IEEE Trans. Microwave Theory Tech., April 1999, vol. MTT-20 pp. 245-252.
3. Selgotin V.A. Avtomatizirovannoe proektirovanie topologii BIS [Computer-aided design topology of BIS]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1983. 112 p.

Поступила (received) 25.09.2014

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

Planar schemes tracing in the single-layer channel.

An algorithm for planar circuits tracing in a single layer channel, allowing more effective design solutions is proposed.

Key words – tracing algorithm, planar circuit in a single layer channel.

УЛК 621.319

А.В. Беспрозванных, А.Н. Бойко

ОБОСНОВАНИЕ И ОБЕСПЕЧЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ ТРИБОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО МЕТОДА КОНТРОЛЯ КАБЕЛЕЙ С ПОЛИМЕРНОЙ ИЗОЛЯЦИЕЙ

Представлено результати вимірів контактної різниці потенціалів неекранованого та екранованого зразків кабелів з витими парами без екранованої камери, в екранованій не заземленій та заземленій камері. Проведення обстеження в заземленій камері більш ефективно у випадку екранованих кабелів. Показано, що застосування електростатичного вольтметру з більш високою чутливістю в порівнянні з цифровим мультиметром призводить до реєстрації як власних внутрішніх індивідуальних шумів кабелю, так і зовнішніх. Визначено коефіцієнти кореляції між результатами вимірів контактної різниці потенціалів силового кабелю електростатичним вольтметром та цифровим мультиметром.

Представлены результаты измерений контактной разницы потенциалов неэкранированного и экранированного образцов кабелей с витыми парами без экранированной камеры, в экранированной не заземленной и заземленной камере. Проведение обследований в заземленной камере более эффективно в случае экранированных кабелей. Показано, что применение электростатического вольтметра с более высокой чувствительностью в сравнении с цифровым вольтметром приводит к регистрации, как собственных внутренних индивидуальных шумов кабеля, так и внешних. Определены коэффициенты корреляции между результатами измерений контактной разности потенциалов силового кабеля электростатическим вольтметром и цифровым мультиметром.

200

ВВЕДЕНИЕ

В работах [1-5] показано, что контактная разность потенциалов Uk, обусловленная процессами трибоэлектризации рядом расположенными изолированными жилами, изолированной жилой и экраном, является индивидуальным параметром кабеля, т.к. зависит от конструкции и применяемых материалов. На рис. 1 приведены временные ряды контактной разности потенциалов силового кабеля с бумажнопропитанной изоляцией ЦААБнлГ-3×150-6 кВ при двух схемах измерения: одна из изолированных жил относительно двух других и металлической оболочки (рис. 1,а) и все три изолированных жилы относительно металлической оболочки (рис. 1,б). Видно, что индивидуальные свойства изолированной жилы проявляются также и в общих результатах измерений.

Установлено [6, 7], что U_k – чувствительный параметр и может служить показателем степени старения полимерной изоляции кабелей. На рис. 2 приведены результаты измерений контактной разности потенциалов (мВ) изолированных жил кабеля АВВГ-4×120-1 кВ до (не изменяющаяся во времени) и после (изменяющаяся во времени кривая) теплового старения. Рис. 2,а соответствует удаленным жилам (через одну); рис. 2,б – для рядом расположенных жил. В процессе старения происходит изменение поверхностных свойств изоляции, возрастает шероховатость контактирующих поверхностей (рис. 3), что отражается и на отклике внутренних шумов на процесс трибоэлектризации. U_k , мВ



© А.В. Беспрозванных, А.Н. Бойко

1200

t, c

t, *c*

На рис. 3 приведена поверхность полиэтиленовой изоляции после старения. Фотографии получены с помощью акустического микроскопа на частоте 50 МГц (рис. 3,а) и оптического микроскопа с 500-т кратным увеличением (рис. 3,6) [8].



Трибоэлектрический метод контроля состояния изоляции основан на эффекте накопления избыточного трибоэлектрического заряда в процессе контактной электризации изолированных проводников кабеля. Выполнено физическое обоснование метода [1, 2]; экспериментально определены величины трибоэлектрического потенциала для разных конструкций кабеля и материалов изоляции [3-5]; показана динамика изменения трибоэлектрического потенциала (контактной разности потенциала) в процессе ускоренного терморадиационного старения кабелей [6, 7].

Контактная разность потенциалов является, по сути, внутренним индивидуальным сигналом - шумом кабеля, несущим полезную информацию о конструкции, проводниковых и изоляционных материалах, условиях и режимах эксплуатации. Исключение составляют специальные кабели с уменьшенными трибоэлектрическими шумами (так называемые Low Noise Cables), в которых применяют специальные малошумящие проводниковые (например, посеребренная медь) и изоляционные материалы.

Рассмотрим вопросы, связанные с влиянием экранированной камеры на результаты измерений, полярности подключения объекта контроля и аппаратного (приборного) обеспечения метода.

ВЛИЯНИЕ ЭКРАНИРОВАННОЙ КАМЕРЫ

Выполнено три серии измерений контактной разности потенциалов между проводниками одной из 4-х витых пар двух образцов сетевого кабеля категории 5е.

Первый образец – 100-метровая бухта неэкранированного кабеля плотной конструкции. Для измерений выбрана пара с наименьшим шагом скрутки. Второй образец – экранированный кабель длиной 30 метров. Конструкция кабеля – не плотная (общий алюмополимерный экран неплотно прилегает к сердечнику кабеля из 4-х пар, т.е. есть возможность свободного перемещения пар).

Первое измерение – объект контроля находится вне экранированной камеры (рис. 4,а,б, поз. 1); второе – в экранированной заземленной камере (рис. 4,а,б, поз. 2); третье – в экранированной не заземленной камере (рис. 4,а,б, поз. 3).

К цифровому мультиметру подключается измеряемая пара, а остальные пары и общий экран экрани-

рованного кабеля – не заземляются. Передача данных с прибора в память компьютера осуществляется с помощью оптического интерфейса в режиме реального времени.



Проведение измерений в экранированной камере привело к изменению знака контактной разности потенциалов пары неэкранированного кабеля (рис. 4,а, кривая 1 – отрицательные значения контактной разности потенциалов; кривые 2 и 3 – положительные значения). Сигнал мало отличается для не заземленной и заземленной камеры (сравни кривые 2 и 3 рис. 4,а).

Для пары экранированного кабеля контактная разность потенциалов больше (сравни рис. 4,а и рис. 4,б, поз. 1): сказывается более свободная конструкция кабеля и возможность перемещения проводников пар. Проведение измерений в заземленной экранированной камере привело к уменьшению контактной разности потенциалов, но форма отклика и время достижения амплитудного значения остались без изменения (сравни поз. 1 и 2 на рис. 4,б).

ВЛИЯНИЕ СТЕКАНИЯ ПОВЕРХНОСТНОГО ЗАРЯДА

На рис. 5 приведены результаты измерений контактной разности потенциалов в новом (не бывшем в эксплуатации, 2013 года изготовления) одножильном силовом кабеле на напряжение 35 кВ со сшитой полиэтиленовой изоляцией.

Поверхностные заряды в наибольшей степени проявляются в исходном, предварительно не заземленном, состоянии (рис. 5, кривая 1). Заземление только одного экрана в течение 3-х дней (рис. 5, кривая 2) перед измерениями не приводит к уменьшению влияния поверхностных зарядов в области времен, меньших постоянной времени саморазряда (~1000 с). Одновременное заземление экрана и токопроводящей жилы (рис. 5, кривая 3) в течение 8 дней приводит к уменьшению флуктуаций сигнала. Проявляется это влияние в диапазоне времени, соизмеримого с постоянной времени саморазряда (~1000 с). Размах контактной разности потенциалов для данного случая составляет 100 мВ. В исходном состоянии и при заземленном экране – 125 мВ. Наиболее наглядно это видно при представлении результатов не в равномерном (рис. 5,а), а в полулогарифмическом (рис. 5,б) масштабе.



ВЛИЯНИЕ ПОЛЯРНОСТИ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ОБЪЕКТА КОНТРОЛЯ

Токопроводящие жилы и металлические экраны кабелей изготавливаются, как правило, из разных материалов. При проведении обследований необходимо сохранять полярность подключения кабеля к клеммам прибора, в противном случае знак контактной разности потенциалов может измениться на противоположный (см. рис. 6). При этом характер временной зависимости также может измениться, т.к. в контакте будут находиться разные материалы. Так, на рис. 6 приведены результаты измерений контактной разности потенциалов при прямом (кривая 1) и инверсном (кривая 2) подключении образца радиочастотного кабеля РК-75. Внутренний проводник - медный, экран - двухслойный: первый слой - алюмополимерный плотно прилегающий к полиэтиленовой изоляции (полимерный слой обращен к изоляции), второй – в виде луженой медной оплетки. При выбранной полярности подключения, например 1 (рис. 6) характер временных зависимостей контактной разности потенциалов будет определяться подключением к клемме двух слоев экрана (рис. 7, кривая 1), только второго – луженой медной оплетки (кривая 2, рис. 7) или только первого слоя экрана алюмополимерного (кривая 3, рис. 7).



АНАЛИЗ АППАРАТНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Так как измеряется шумовой сигнал, вызванный трибоэлектризацией конструктивных элементов кабеля, то возникает необходимость использования высокочувствительных малошумящих приборов.

На рис. 8 представлены результаты измерений контактной разности потенциалов, измеренные цифровым мультиметром (кривая 1) и электростатическим вольтметром (кривая 2), в одножильном силовом кабеле на напряжение 35 кВ со сшитой полиэтиленовой изоляцией.

Высокая чувствительность электрометрического вольтметра B7-57/1 приводит к измерению, как контактной разности потенциалов измеряемого кабеля, так и других шумов, в том числе в измерительной линии (рис. 5, кривая 3), с помощью которой сигналы передаются в компьютер в режиме реального времени. Амплитуда измеряемого сигнала более чем в два раза больше (см. начальные участки кривых 1 и 2 рис. 8), в области больших времен измерений (> 1000 с) начинает проявляться как тепловой, так и дробовый шум самого электростатического вольтметра.

Тепловой шум (шум Джонсона) обусловлен тепловым движением носителей заряда в проводнике, в результате чего на его концах возникает флуктуирующая разность потенциалов [9]. Средний квадрат напряжения этого шума зависит только от активного сопротивления R и температуры T образца и рассчитывается по формуле Найквиста

$$U = 4kTR\Delta f$$
,

где k – постоянная Больцмана, Δf – полоса частот, в которой проводятся измерения.

Спектральная плотность такого шума $S_f = 4kTR$ не зависит от частоты, поэтому его рассматривают как белый шум вплоть до частоты f_k

$$f_k = \frac{kT}{2\pi\hbar},$$

где *ћ* – постоянная Планка.

Характер зависимости спектральной плотности измеренного сигнала электростатическим вольтметром (рис. 9, кривая 2) отличается от двух других: измеренного с помощью цифрового мультиметра (кривая 1, рис. 9) и измерительной линии (кривая 3, рис. 9). Это находит подтверждение и в интегральных функциях распределения контактной разности потенциалов (рис. 10).



По результатам измерений контактной разности потенциалов определены коэффициенты парной корреляции, которые составляют: 0,5 – между результатами измерений образца силового кабеля электростатическим вольтметром и цифровым мультиметром; 0,1 - между результатами измерений образца кабеля цифровым мультиметром и измерительной линии электростатическим вольтметром; 0,6 – между результатами измерений электростатическим вольтметром образца силового кабеля и измерительной линии. Слабая корреляция между результатами измерений образца силового кабеля электростатическим вольтметром и цифровым мультиметром является признаком того, что при использовании вольтметра наблюдается сильное влияние внутренних и внешних шумов на полезный слабый сигнал. Для выделения полезного сигнала на фоне сторонних помех целесообразно использовать математическую обработку сигнала путем фильтрации.

Особенностью цифрового мультиметра является то, что он измеряет среднеквадратичное значение напряжения (RMS – Root Mean Square), а результаты измерений передаются по оптическому интерфейсу в память компьютера. В результате наблюдается уменьшение влияния шумов на результаты измерений.

выводы

1. Для экранированных кабелей, кабелей с металлическими оболочками проведение контроля возможно без экранирующей заземленной камеры.

2. Полярность подключения электродов (жилы и экрана) к двум клеммам прибора определяет знак и характер временных зависимостей контактной разности потенциалов.

3. В зависимости от способа подключения многослойных экранов к прибору (индивидуальное либо общее) появляется возможность контроля не только полимерной изоляции, но и экранов (появление окисных пленок на поверхности металлических экранов).

4. Электростатический вольтметр, имеющий высокую чувствительность, наряду с индивидуальными шумами кабеля, обусловленными трибоэлектризацией, регистрирует помехи. При длительных измерениях начинает проявляться тепловой шум Джонсона – Найквиста, что ограничивает время наблюдения временных зависимостей контактной разности потенциалов. Измерения должны выполняться при одинаковой температуре. В противном случае в проводниках будут также проявляться внутренние тепловые шумы.

5. Значения контактной разности потенциалов образца силового кабеля со сшитой полиэтиленовой изоляцией, измеренные с помощью электростатического вольтметра и цифрового мультиметра, на уровне 50 % вероятности (средние значения) одинаковы.

6. Измерительные кабельные линии должны иметь низкий уровень контактной разности потенциалов (трибопотенциала) и иметь высокую помехозащищенность (специальные малошумящие кабели LNC). Наиболее оптимальный вариант – использование оптического интерфейса.

ISSN 2074-272X. Електротехніка і Електромеханіка. 2014. №6

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Безпрозванних Г.В., Бойко А.М. Трибоелектричний ефект в електроізоляційних конструкціях // Анотації доповідей XX міжн. наук.-практ. конф. "Інформаційні технології: наука, техніка, технологія, освіта, здоров'я". – Харків, 2012. – С. 324.

2. Безпрозванних Г.В., Бойко А.М. Електростатичні процеси в силових кабелях // Електротехніка і електромеханіка. – 2013. – №4. – С. 27-31.

3. Беспрозванных А.В. Термо-трибо-электрический потенциал для оценки старения полимерной изоляции // Вісник НТУ "ХПІ". – 2009. – №27. – С. 16-24.

4. Безпрозванних Г.В., Бойко А.М. Експериментальне визначення трибоелектричного потенціалу в мережевих неекранованих та екранованих кабелях // Електротехніка і електромеханіка. – 2012. – №3. – С. 56-60.

5. Бойко А.Н. Дрейф во времени емкости и тангенса угла диэлектрических потерь неэкранированных и экранированных сетевых кабелей // Вісник НТУ "ХПІ". – 2013. – №42. – С. 65-68.

6. Безпрозванних Г.В., Бойко А.М. Патент на корисну модель №83470. Спосіб визначення старіння полімерної ізоляції екранованого багатожильного кабелю UA МПК (2013.01) G01B 1/00 H01B 9/00 H01B 11/00 Публ. 10.09.2013, Бюл. №17.

7. Беспрозванных А.В., Бойко А.Н. Контактная разность потенциалов – как показатель степени старения полимерной изоляции силовых кабелей // Електротехніка і електромеханіка. – 2014. – №5. – С. 62-66.

8. Avila S.M., Horvath D.A. Microscopic void detection as a prelude to predicting remaining life in electric cable insulation // International Topical Meeting on Nuclear Plant Instrumentation, Controls, and Human-Machine Interface Technologies (NPIC&HMIT 2000), Washington, DC, November, 2000. – P. 8.

9. Johnson J. Thermal agitation of electricity in conductors // Physics Review. - 1928. - Vol.32. - P. 97.

REFERENCES: *I.* Bezprozvannych G.V., Boyko A.M. Triboelectric effect in electrical design. *Anotatsii dopovidei 20 Mizhn. nauk.-prakt. konf. "Informatsiini tekhnologii: nauka, tekhnika, tekhnologiia, osvita, zdorov'ia"* [Abstracts of 20th Int. Sci.-Pract. Conf. "Information technology: science, engineering, technology, education and health"]. Kharkov, 2012, p. 324. *2.* Bezprozvannych G.V., Boyko A.M. Electrostatic processes in power cables. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2013, no.4, pp. 27-31. *3.* Besprozvannykh A.V. Thermo-triboelectric potential to assess aging polymeric insulation. *Visnyk NTU "KhPI" – Bulletin of NTU "KhPI"*, 2009, no.27, pp. 16-24. *4.* Bezprozvannych G.V., Boyko A.M. Experimental determination of triboelectric potential in unshielded and

shielded network cables. Elektrotekhnika i elektromekhanika - Electrical engineering & electromechanics, 2012, no.3, pp. 56-60. 5. Boyko A.N. Drift in time capacity and dielectric loss tangent of unshielded and shielded network cables. Visnyk NTU "KhPI" - Bulletin of NTU "KhPI", 2013, no.42, pp. 65-68. 6. Bezprozvannych G.V., Boyko A.M. Sposib viznachennia starinnia polimernoï izoliatsiï ekranovanogo bagatozhil'nogo kabeliu [Method of determining the aging of polymeric insulation shielded multicore cable]. Patent UA, no.83470, 2013. 7. Bezprozvannych A.V., Boyko A.N. Contact potential difference as a measure of power cable polymer insulation aging. Elektrotekhnika i elektromekhanika - Electrical engineering & electromechanics, 2014, no.5, pp. 62-66. 8. Avila S.M., Horvath D.A. Microscopic void detection as a prelude to predicting remaining life in electric cable insulation. International Topical Meeting on Nuclear Plant Instrumentation, Controls, and Human-Machine Interface Technologies (NPIC&HMIT 2000). Washington, DC, November, 2000. p. 8. 9. Johnson J. Thermal agitation of electricity in conductors. Physics Review, 1928, vol.32, p. 97.

Поступила (received) 21.10.2014

Беспрозванных Анна Викторовна¹, д.т.н., проф., Бойко Антон Николаевич¹, аспирант,

¹ Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт", 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, тел/phone +38 057 7076010,

e-mail: bezprozvannych@kpi.kharkov.ua

A.V. Bezprozvannych¹, A.N. Boyko¹

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

Substantiation and guaranteeing of technological parameters of triboelectrical method of monitoring of cables with polymer insulation.

The results of measurements of the contact potential difference of not shielded and shielded samples of cables with twisted pair without shielded chamber, inside a shielded non-grounded and grounded camera are presented. Inspections carrying out in a grounded chamber are more effective in the case of shielded cables. It is shown that utilization of an electrostatic voltmeter with higher sensitivity in comparison with digital voltmeter leads to registration as individual own internal noises of the cable as external ones. The coefficients of correlation between the results of measurements of the contact potential difference of the power cable by electrostatic voltmeter and by digital multimeter are determined.

Key words – contact potential difference, triboelectrical method, cables, polymer insulation, shielded test chamber, electrostatic voltmeter, digital voltmeter.

А.В. Беспрозванных, А.Г. Кессаев

АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ПОЛЯ И ОБОСНОВАНИЕ НАПРЯЖЕНИЙ ДИАГНОСТИКИ ПО ЧАСТИЧНЫМ РАЗРЯДАМ ИЗОЛЯЦИИ ЭКРАНИРОВАННЫХ ВИТЫХ ПАР

Виконано аналіз електростатичного поля витої екранованої пари кабелю при різних видах випробувальної напруги: симетричній різнополярній, однополярній і несиметричній. Вибір напруги впливає на місцеположення найбільш вірогідного місця виникнення часткового розряду, фазові характеристики яких застосовуються для технічної діагностики ізоляції.

Выполнен анализ электростатического поля витой экранированной пары кабеля при разных видах испытательного напряжения: симметричное разнополярное, однополярное и несимметричное. Выбор напряжения влияет на местоположение наиболее вероятного места возникновения частичных разрядов, фазовые характеристики которых используются для технической диагностики изоляции.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из основных причин старения высоковольтной полимерной изоляции являются частичные разряды (ЧР) – пробои воздушных включений в твердой изоляции. Частичный разряд представляет собой пробой небольшой части изоляционного промежутка. Он сопровождается скачкообразным снижением напряжения на изоляции всего на 0,1 – 1 мВ, что трудно заметить на фоне высокого рабочего напряжения. Единичный разряд не представляет особой опасности, т.к. приводит к разрушению весьма малого объема изоляции. Однако на переменном напряжении ЧР могут возникать каждый полупериод, в результате их частота составит свыше 100 Гц. В изоляции высоковольтных кабелей воздушные включения недопустимы, т.к. в них могут развиваться частичные разряды при нормальных условиях эксплуатации или перенапряжениях. ЧР приводят к быстрой деградации полимерной изоляции, т.к. под действием разрядов в полимерах развиваются дендриты – древовидные каналы неполного пробоя. Развитие дендритов приводит к пробою изоляции.

Частичные разряды приводят к возникновению во внешней электрической цепи коротких импульсов тока (длительностью менее 1 мкс) и переносу электрического заряда q. Этот заряд называется кажущимся, его можно измерить. Так, в силовых кабелях с вулканизированной полиэтиленовой изоляцией кажущийся заряд не должен превышать 10 пКл. Истинный заряд, протекающий при ЧР во включении и приводящий к разрушению изоляции, недоступен для прямых измерений. Он много больше кажущегося заряда.

Частичные разряды принято характеризовать рядом параметров: напряжение начала ЧР $U_{\rm Hup}$; кажущаяся амплитуда ЧР; частота импульсов ЧР; фазовые характеристики.

Измерение характеристик ЧР – эффективный способ оценки качества высоковольтной изоляции. Сейчас освоено измерение не только кажущегося заряда, но и напряжения начала частичных разрядов, частоты импульсов ЧР, их распределения по фазе переменного напряжения. Оказалось, что эти характеристики позволяют определить характер дефекта изоляции и даже его расположение [1, 2].

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Оценка технического состояния и прогнозирование остаточного ресурса полимерной изоляции низковольтных слаботочных кабелей специального назначения (контрольных, управления, связи), эксплуатирующихся в гермозоне АЭС, авиационной и космической технике, опирается на измерение структурно чувствительных к процессам старения показателей диэлектрика. Одним из таких показателей является напряжение начала частичных разрядов (рис. 1) [3].

При этом следует учесть, что в толще твердой высоковольтной изоляции воздушные включения являются статическими дефектами, которые при испытательных напряжениях полностью активизируется - как по толщине, так и по площади, что позволяет полностью оценить степень их опасности. В слаботочных многожильных кабелях воздушные зазоры - нормальное явление (не дефект). Пробой зазоров происходит не в области контакта изолированных жил, а несколько дальше - по тому отрезку силовой линии, падение напряжения на котором раньше всего достигает пробивного. Накопление же продуктов разложения изоляции идет именно в области контакта изолированных жил в микрокапилляре, образованном соприкасающимися цилиндрическими поверхностями изолированных жил. Обнаружение низкомолекулярных продуктов в многожильных кабелях по характеристикам ЧР возможно, если после их активизации испытательное напряжение снизить до минимальной величины, чтобы активная зона приблизилась к области накопления продуктов разложения изоляции (рис. 1) [3]. На рис. 1 приведены осциллограммы импульсов частичных разрядов в новом (рис. 1,а,б) и состаренном (с трещинами в изоляции и окислами меди на поверхности изоляции – рис. 1,в,г) образцах многожильного контрольного кабеля гермозоны КпоСГ-14×2.5с вулканизированной полиэтиленовой изоляцией. Чувствительность по вертикали -20 пКл/дел.

Более перспективным для диагностики состояния изоляции слаботочных кабелей являются фазовые характеристики импульсов частичных разрядов, т.е. распределение импульсов ЧР по фазе испытательного напряжения. Признаком повышенной поверхностной проводимости диэлектрика за счет накопления низкомолекулярных продуктов является смещение фазы ЧР к моменту максимума испытательного напряжения, в то время как признаком высокого поверхностного сопротивления является возникновение ЧР вблизи момента перехода напряжения через ноль.

Цель статьи – анализ возможностей избирательного возбуждения воздушных включений трех типов: между жилами (I); между изолированной жилой и оболочкой (II); вблизи жилы (III) в экранированной витой паре кабеля.



а – жила №1 нового кабеля – против всех остальных и металлической свинцовой оболочки при испытательном напряжении U = 3,2 кВ; напряжение начала частичных разрядов U_{нчр} = 2,8 кВ



б – жила №2 нового кабеля – против всех остальных и металлической свинцовой оболочки при испытательном напряжении U = 4,5 кВ; напряжение начала частичных разрядов U_{нчр} = 4,4 кВ



в – жила №1 состаренного кабеля – против всех остальных и металлической свинцовой оболочки при испытательном напряжении U = 2,5 кВ; напряжение начала частичных разрядов U_{нчр} = 2,3 кВ



г – жила №2 – против всех остальных и оболочки при испытательном напряжении U = 2,5 кВ; напряжение начала частичных разрядов U_{нчр} = 2,0 кВ Рис. 1

РАСЧЕТНЫЕ МОДЕЛИ И МЕТОДИКА РАСЧЕТА ПОЛЯ

В понятие "витая пара" вкладывается скрученные с определенным шагом изолированные проводники для обеспечения требуемой помехозащищенности: чем меньше шаг скрутки, тем выше помехозащищенность. Экранированные витые пары имеют лучшие характеристики по защите от внешних электромагнитных помех, что особенно важно для кабелей специального назначения.

Конструкция экранированной витой пары показана на рис. 2,а. Она содержит две изолированные жилы, оболочку и экран по оболочке. Материалы изоляции жил и оболочки могут быть различными. Например, изоляция жил выполнена из полиэтилена, а оболочка – из поливинилхлоридного пластиката. Поэтому в расчетной модели учтем различие диэлектрических проницаемостей межфазного заполнения (ε_1), изоляции жил (ε_2) и оболочки (ε_3).

Шаг скрутки витых пар обычно на порядок превышает поперечные размеры кабеля. Поэтому поле кабеля можно считать одинаковым в каждом поперечном сечении, т.е. плоскопараллельным, если ось кабеля прямолинейна, либо осесимметричным [4], если ось испытуемого образца изогнута по окружности.

Расчет выполним методом вторичных зарядов [5, 6], т.е. от расчетов поля в исходной задаче (рис. 2,а) перейдем к расчету поля в вакууме (рис. 2,б). Расчетная модель (рис. 2,б) содержит поверхности, совпадающие с границами раздела сред исходной задачи. На них следует расположить заряды (так называемые, вторичные заряды) и подобрать их плотности σ (Кл/м²) так, чтобы:

а) на поверхностях, отражающих электроды, достигались заданные *потенциалы;*

б) на поверхностях, отражающих границы раздела диэлектрических сред, выполнялись *условия равенства* нормальных составляющих вектора электрического смещения. Тогда поле модели будет идентично полю исходной задачи.

Примем следующий порядок нумерации участков: а) на электродах – участки 1, 2 – поверхности жил и 3 – поверхность металлического экрана;

 б) на границах раздела диэлектрических сред – участки 4, 5 – поверхности изолированных жил;
 6 – внутренняя поверхность полимерной оболочки.

Возможное воздушное включение (рис. 2,6, позиция 7) примем осесимметричным с жилой.

Узлы, относящиеся к электродам, пронумеруем сначала (узлы с номерами от 1 до N_e), а затем – остальные N_d узлов, расположенные на границах раздела диэлектрических сред. Их номера будут от $N_e + 1$ до $N = N_e + N_d$.

Считаем, что испытуемый отрезок кабеля изогнут по форме окружности радиуса R_0 (именно в таком виде он помещается в испытательную камеру). Тогда поле отрезка кабеля – осесимметричное [7]. Система соответствующих линейных алгебраических уравнений (СЛАУ) может быть представлена в виде:

$$\overline{A} \cdot \overline{\sigma} = \overline{U} , \qquad (1)$$

где \overline{A} – квадратная матрица коэффициентов, элементы которой a_{ij} находятся по формулам [6, 7]

$$a_{ij} = \begin{cases} \frac{1}{4\pi\varepsilon_0} \frac{4R_j \cdot K(k_{ij}) \cdot \Delta l_j}{\sqrt{(Z_i - Z_j)^2 + (R_i + R_j)^2}} \forall i \neq j \\ \frac{1}{2\pi\varepsilon_0} Ln(\frac{16R_j e}{\Delta l_j}) \cdot \Delta l_j \quad \forall i = j \\ \frac{1}{2\varepsilon_0} \quad \forall i = j \\ -\frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 + \varepsilon_1} (n_R \cdot dE'_R + n_Z \cdot dE'_Z) \quad \forall i \neq j \end{cases} i = N_e + 1 \div N$$

 dE'_{R} , dE'_{Z} – компоненты вектора напряженности, создаваемые единичным зарядом (плотностью 1 Кл/м²); *i*, *j* – индексы точек, где ищутся характеристики поля *(i)* и расположены заряды *(j)*; dE_{R} , dE_{Z} – радиальная и осевая компоненты вектора напряженности поля, создаваемого в точке *Q* кольцевым зарядом из точки *M*

$$\begin{split} dE_R &= \frac{\sigma(M) \cdot dI_M}{4\pi\varepsilon_0 R_Q} \sqrt{\frac{R_M}{R_Q}} k^2 \Biggl\{ \frac{k}{2} K(k) (\frac{R_Q}{R_M} + 1) - K'(k) \Biggl[1 - \frac{k^2}{2} (\frac{R_Q}{R_M} + 1) \Biggr] \Biggr\}, \\ dE_Z &= \frac{\sigma(M) \cdot dI_M}{4\pi\varepsilon_0 R_Q} \cdot \frac{k^3 (Z_Q - Z_M)}{2\sqrt{R_Q R_M}} \Bigl[K(k) + k \cdot K'(k) \Bigr], \end{split}$$

K'(k) – производная полного эллиптического интеграла по параметру k, K(k) – полный эллиптический интеграл первого рода;

$$k = \sqrt{\frac{4R_Q R_M}{(Z_Q - Z_M)^2 + (R_Q + R_M)^2}};$$

 R_Q, Z_Q – цилиндрические координаты точки Q, в которой ищется потенциал; R_M, Z_M – цилиндрические координаты точки M, в которой расположен заряд; ε_0 – электрическая постоянная; $\overline{\sigma}$ – матрица-столбец неизвестных плотностей вторичных зарядов; \overline{U} – матрица-столбец, первые N_e членов которой отражают заданные потенциалы узлов, лежащих на электродах, а остальные – равны нулю.



Рис. 2

Численно решая СЛАУ (1), найдем плотности искомых вторичных зарядов, а затем и напряженности поля:

а) для поверхностей электродов

$$E_i = \frac{s_i}{e_0} \,, \tag{2}$$

 б) для границ раздела диэлектрических сред (нормальная составляющая напряженности)

$$E_i = \frac{\sigma_i}{2\varepsilon_0} (1 \pm \frac{1}{\alpha}), \qquad (3)$$

где $\alpha = \frac{\varepsilon_2 - \varepsilon_1}{\varepsilon_2 + \varepsilon_1}$.

В (3) знак "+" выбирается при нахождении поля со стороны *положительного* направления нормали к границе раздела сред, а "-" – со стороны отрицательного направления. Обычно интересует напряженность поля в среде с *меньшей* диэлектрической проницаемостью, т.е. в воздухе. Здесь она выше, к тому же именно эта среда имеет меньшую электрическую прочность. В дальнейшем находилась напряженность поля именно в воздушных прослойках, а поскольку векторы нормалей всех круговых границ раздела сред были ориентированы единообразно – наружу, то и потребовалось введения двух знаков в (3): первый знак выбирался, когда воздушная прослойка оказывалась снаружи круговой границы, второй, – когда внутри.

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТА ЭЛЕКТРОСТАТИЧЕСКОГО ПОЛЯ

Рассмотрим кабель с отдельно экранированными витыми парами с полиэтиленовой изоляцией. Диаметр жилы 0,7 мм, толщина изоляции жилы 0,4 мм. Витая пара покрыта скрепляющей лавсановой (полиэтилентерефталатной) лентой (примем толщину этой изоляции 0,1 мм), поверх которой нанесен металлический экран. Диэлектрические проницаемости сред примем равными: $\varepsilon_1 = 1$; $\varepsilon_2 = 2,2$ и $\varepsilon_3 = 3,5$. Испытательное напряжение частоты 50 Гц кабеля 3 кВ.

Экранированная витая пара (рис. 2,а) содержит, три электрода: две жилы и экран. Это позволяет создавать разные структуры поля (рис. 3): симметричные – разнополярную (а) и однополярную (б), а также несимметричную (в).



На рис. 4 приведены результаты расчетов поля (в виде разверток напряженности поля по длине образующих) при трех способах нагрузки: симметричным разнополярным напряжением (рис. 4,а), симметричным однополярным (рис. 4,б) и несимметричным напряжением (рис. 4,в). Представлено два варианта моделей: без включения вблизи жилы и с включением (в последнем случае номера участков даны со штрихами).

Как видно из рис. 4, напряженность поля *в воздушных зазорах* между жилами и металлическим экраном (участки 4, 5 и 6) выше, чем *внутри диэлектрика* вблизи поверхностей жил (участки 1, 2) или экрана (участок 3). При симметричном разнополярном напряжении напряженность поля ниже, чем при других видах напряжения: 8 против 11 МВ/м.

При <u>симметричном разнополярном</u> напряжении (рис. 4,а) напряженность поля наибольшая в зазоре между жилами: 8 МВ/м (участок 4, его середина). В зазоре между изолированной жилой и оболочкой она в 1,4 раза меньше – 5,5 МВ/м (участок 6). Следовательно, при таком напряжении ЧР начнутся раньше всего в воздушных включениях типа I – между изолированными жилами.

При <u>симметричном однополярном</u> напряжении (рис. 4,б) сильнее всего нагружаются зазоры между изолированной жилой и оболочкой (начало участка 4, начало участка 6) – 11 МВ/м. Напряженность поля в зазоре между жилами при этом снижается почти до нуля. Следовательно, такой вид испытательного напряжения позволяет активизировать частичные разряды, прежде всего, во включениях типа II – между изолированной жилой и скрепляющей лентой.



При несимметричном напряжении (рис. 4,в) сильнее всего нагружается воздушный зазор также типа II, но вблизи потенциальной жилы – жилы, находящейся под высоким потенциалом (см. начало участка 4, начало участка 6). Здесь напряженность 11 МВ/м, а на поверхности заземленной жилы – в 1,37 раза ниже – 8 МВ/м. Такой вид испытательного напряжения позволяет локализовать частичные разряды вблизи потенциальной жилы.

Наличие воздушного зазора вблизи жилы меняет характер распределения поля (сравни участки 1' и 4' с 1 и 4). Максимум напряженности поля теперь сосредотачивается на жиле, причем при всех вариантах подачи испытательного напряжения. Воздушная прослойка III может образоваться при чрезмерно быстром охлаждении изоляции после экструдера. Напряженность поля в ней почти в $\varepsilon_2/\varepsilon_1$ раз превысит напряженность поля в диэлектрике (в нашем примере $\varepsilon_2/\varepsilon_1 = 2,2$). Такая прослойка активизируется первой при любом виде испытательного напряжения.

Принимая пробивную напряженность воздуха при нормальных условиях $E_{np} = 30 \text{ кB/cm} = 3 \text{ MB/m}$ (амплитудное значение), оценим напряжение начала частичных разрядов (нижний порог значения):

U_{нчр} = 3 кВ ампл.×(3 МВ/м)/(11 МВ/м) =

= 0,8 кВ ампл. = 0,6 кВ эфф.

Соответствующие расчеты и измерения показывают близкие значения напряжения начала ЧР [3].

выводы

1. Уровень испытательных напряжений витых экранированных пар превышает напряжение начала ЧР, поэтому характеристики последних можно использовать для технической диагностики компонентов изоляции кабеля.

2. Выбором вида испытательного напряжения можно избирательно активизировать ЧР-ы в участках I – между изолированными жилами и II – между изолированной жилой и скрепляющей лентой конструкции кабеля. Тем самым появляется возможность избирательной диагностики состояния отдельных компонентов изоляции кабеля, если она не содержит включений типа III – вблизи жилы. В противном случае первыми активизируются именно такие включения.

3. Обоснование уровня и вида испытательного напряжения может быть выполнено на основе расчета электростатического поля конструкции. При этом следует учитывать влияние неоднородности диэлектрика. Минимальное напряжение начала ЧР оценивается из условия достижения напряженности поля в воздушных прослойках кабеля пробивного значения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техніка і електрофізика високих напруг / за ред. В.О. Бржезицького та В.М. Михайлова. Харків: НТУ "ХПІ", Торнадо, 2005. – 930 с.

2. Беспрозванных А.В. Способы представления дифференциальных амплитудных спектров импульсов частичных разрядов в твердой изоляции // Технічна електродинаміка. — 2011. – №4. – С. 12-19. 3. Беспрозванных А.В. Сильное электрическое поле и частичные разряды в многожильных кабелях // Технічна електродинаміка. – 2010. – №1. – С. 23-29.

4. Колечицкий Е.С. Численный метод расчета осесимметричных электростатических полей // Электричество. - 1972. - №7. – С. 57-61.

5. Тозони О.В. Метод вторичных источников в электротехнике. М.: Энергия, 1975. – 295 с.

6. Набока Б.Г. Расчеты электростатических полей в электроизоляционной технике: учебное пособие для студентов электроэнергетических специальностей. – К: ИСДО, 1995. – 120 с.

7. Беспрозванных А.В., Кессаев А.Г. Вычислительные эксперименты для расчета напряженности осесимметричного электростатического поля в кусочно-однородной изоляции со сферическими включениями // Електротехніка і електромеханіка. –2014. – № 5. – С.67-72.

REFERENCES: 1. Brzhezycz'kyj V.O., Myhajlov V.M. Tekhnika i elektrofizyka vysokykh napruh [Technics and Electrophysics of High Voltages]. Kharkov, Tornado Publ., 2005. 930 p. 2. Bezprozvannych A.V. Ways of representation of differential peak spectra of pulses of partial discharges in solid insulation. Tekhnichna electrodynamika – Technical electrodynamics, 2011, no.4., pp. 12-19. 3. Bezprozvannych A.V. High electric field and partial discharges in bundled cables. Tekhnichna electrodynamika – Technical electrodynamika – Technical electrodynamika, 2010, no.1, pp. 23-29. 4. Kolechitsky E.S. Numerical method to calculate axisymmetric electrostatic fields. Elektrichestvo – Electricity, 1972, no.7, pp. 57-61. 5. Tozoni O.V. Metod vtorichnykh istochnikov v elektrotekhnike [Method of secondary sources in electrical engineering]. Moscow, Energy Publ., 1975. 295 p. 6. Naboka B.G. Raschety elektrostaticheskikh polei v elektroizoliatsionnoi tekhnike: uchebnoe posobie dlia studentov elektroenergeticheskikh spetsial'nostei [Settlements electrostatic fields

in the insulating technique: a textbook for students of electric power specialties]. Kiev, IEDL Publ., 1995. 120 p. 7. Bezprozvannych A.V., Kyessaeyv A.G. Computing experiments for calculation of electrostatic axisymmetric field in piecewise-homogeneous insulation with spherical inclusions. *Elektrotekhnika i elektromekhanika – Electrical engineering & electromechanics*, 2014, no.5, pp. 67-72.

Поступила (received) 20.10.2014

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

A.V. Bezprozvannych¹, A.G. Kyessaeyv¹

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

Analysis of field structure and justification of voltages of diagnostics by partial discharges of shielded twisted pairs insulation.

An analysis of the electrostatic field of a cable twisted shielded pair for various types of test voltage: symmetric bipolar, unipolar and asymmetric is carried out. Voltage selection affects the location of the most probable place of arising of the partial discharges, phase characteristics of which are used for technical diagnostics of insulation.

Key words – partial discharge, electrostatic field, twisted shielded pair, test voltage, symmetric bipolar, unipolar and asymmetric, selective diagnostics.

И.А. Костюков

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОДОЛЬНОЙ КОМПОНЕНТЫ МАГНИТНОГО ПОТОКА В ФЕРРОМАГНИТНОЙ ПРОВОЛОЧНОЙ БРОНЕ ОДНОЖИЛЬНОГО СИЛОВОГО КАБЕЛЯ

Поставлена задача визначення ефективної повздовжньої магнітної проникності броні одножильних силових кабелів. Запропонована методика експериментального визначення повздовжньої компоненти магнітного потоку в спіральному феромагнітному дроті броні.

Поставлена задача определения эффективной продольной магнитной проницаемости брони одножильных силовых кабелей. Предложена методика экспериментального определения продольной компоненты магнитного потока в спиральной ферромагнитной проволоке брони.

ВВЕДЕНИЕ

Наличие достаточно сильной анизотропии магнитной проницаемости материала является одним из факторов, которые необходимо учитывать при расчете потерь на продольные и вихревые токи в проволочной броне силовых кабелей [1-3]. В качестве примера одного из таких типов кабелей можно привести одножильный силовой кабель типа МНСК. При этом, согласно математическим моделям для расчета потерь в проволочной броне, часть паразитных потерь в спиральной проволоке брони обусловлена составляющей напряженности магнитного поля, направленной по касательной к спирали проволоки. С учетом отмеченной выше анизотропии магнитных свойств проволоки брони возникает необходимость поставить вопрос об определении усредненных по объему магнитных характеристик спиральной проволоки по отношению к напряженности магнитного поля, направленной по касательной к спирали. Очевидно, что эти свойства могут зависеть от таких конструктивных параметров кабеля как шаг наложения спирали, радиус образующего цилиндра спирали, диаметр проволоки. Одним из возможных путей при решении поставленной задачи может стать намагничивание спирального образца продольным полем соленоида. Магнитное поле соленоидов при исполнении катушки с достаточно большим отношением длины к диаметру является однородным и направлено вдоль оси соленоида. Таким образом, при сканировании однородным продольным полем спирального образца появляется возможность создания определенной напряженности магнитного поля, направленной по касательной к спирали. Информацию об эффективных магнитных параметрах образца можно получать, измеряя сигналы измерительной катушки, располагая ее коаксиально с намагничивающей, то есть, фактически применяя простейшую схему вихретокового преобразователя. Одним из указанных конструктивных факторов, определяющих эффективные электромагнитные свойства проволоки, является шаг наложения проволоки. При сканировании продольным полем соленоида спиральной проволоки наблюдается увеличение наведенного напряжения на измерительной катушке. Нарастание наведенного напряжения становится все более выраженным при увеличении шага наложения спиральной проволоки. Это связано с увеличением взаимной индукции между намагничивающей и измерительной катушками.

Что, в свою очередь, вызвано увеличением роли продольной магнитной проницаемости проволоки при большом шаге наложения спирали. Данный факт показывает. что сигналы измерительной обмотки являются чувствительными к шагу спиральной проволоки, что может использоваться при оценке компонент напряженности магнитного поля в спиральной проволоке, а также электромагнитных характеристик материала. В частности, интерес вызывает влияние шага наложения спирали на продольную компоненту магнитной индукции и магнитного потока в стальной проволоке, поскольку очевидно, что увеличение напряжения на измерительной катушке может быть обусловлено только продольной компонентой магнитной индукции в проволоке. Широкие возможности для детального исследования влияния шага намотки исследуемой спиральной проволоки на величину магнитного потока в спиральной проволоке дает применение хорошо известной измерительной схемы с дифференциальным включением измерительных обмоток. В данном варианте измерительной схемы применяется последовательное согласное включение возбуждающих катушек, а также встречное включение измерительных катушек [4]. Кроме того, возможно определение продольной компоненты магнитного потока при согласном включении измерительных катушек.

АНАЛОГИЯ МЕЖДУ НАПРАВЛЕНИЯМИ НАПРЯЖЕННОСТИ ПОЛЯ СОЛЕНОИДА И ОДНОЖИЛЬНОГО КАБЕЛЯ ПРИ ИССЛЕДОВАНИИ СПИРАЛЬНЫХ ОБРАЗЦОВ

Математические модели относительно определения потерь на вихревые токи от собственного магнитного поля в экранах одножильных кабелей основаны на рассмотрения потока вектора Пойнтинга в радиальном направлении. Напряженность магнитного поля в этом случае имеет компоненту H_{ϕ} , напряженность электрического поля и векторный потенциал имеют продольную компоненту E_z и A_z .

При намагничивании спирального образца однородным продольным полем соленоида H_z появляется возможность моделирования касательной составляющей напряженности магнитного поля H_{τ} . и определения эффективных магнитных параметров проволоки по отношению к данной компоненте поля.





а) продольным полем соленоида;б) поперечным полем жилы кабеля

Таким образом, можно отметить присутствие аналогии при выделении касательной и нормальной компонент напряженности магнитного поля по отношению к спирали проволочной брони. Указанная аналогия дает возможность определять магнитные характеристики материала брони в поле соленоида. Тем не менее, актуальной является разработка методов определения эффективных магнитных параметров проволочной брони в реальных условиях эксплуатации кабельной линии, к которым в первую очередь относится необходимость учета магнитного поля не только от собственной жилы кабеля, но и от соседних кабелей в линии.

ЦЕЛЬ И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

Экспериментальное определение влияния шага наложения спирали на продольную составляющую магнитного потока в спиральной ферромагнитной проволоке при намагничивании ее продольным полем соленоида.

ОСНОВНЫЕ ДОПУЩЕНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРЕНИЙ И АНАЛИЗЕ РЕЗУЛЬТАТОВ

Учитывая сложную геометрию спирального образца, а также то, что вихретоковые преобразователи с продольным полем зачастую используются для контроля электрофизических свойств прямолинейных образцов, необходимо принять некоторые допущения и ограничения относительно электрофизических процессов в вихретоковом преобразователе. К таким допущениям здесь следует отнести следующие:

1. С учетом геометрии проволоки, даже при исполнении намагничивающих и измерительных катушек с достаточно большим отношением их длины к диаметру из-за поля реакции вихревых токов нет достаточных оснований предполагать только наличие продольной составляющей напряженности намагничивающего поля непосредственно на поверхности исследуемой проволоки. В дальнейшем, при проведении измерений и анализе результатов, будет подразумеваться существование только продольной компоненты напряженности намагничивающего поля во всем пространстве между спиральной проволокой и внутренней поверхностью намагничивающей катушки. Такое допущение, фактически, равносильно пренебрежению полем реакции вихревых токов, что может приводить к некоторым погрешностям, особенно при увеличении частоты намагничивающего тока.

2. С целью избежать влияния нелинейных эффектов на результаты измерения целесообразно ограничиться определением продольной компоненты магнитного потока при постоянной магнитной проницаемости, то есть при работе на начальном участке кривой намагничивания. Кроме того, учитывая необходимость обеспечить одинаковую напряженность магнитного поля (амплитудное значение) на поверхности спиральной проволоки, при увеличении количества витков намагничивающей катушки, которое соответствует увеличению шага спирали, при измерениях следует обеспечить соответствующее уменьшение величины намагничивающего тока I_1 , в соответствии с формулой:

$$I_1 = \frac{H_0 l}{\sqrt{2}W_1},$$
 (1)

где l – длина намагничивающей катушки, W_1 – количество витков намагничивающей катушки, H_0 – напряженность зондирующего магнитного поля.

Величина намагничивающего тока ограничивалась значением $I_1 \approx 40$ мА. При этом следует отметить, что ограничение величины намагничивающего тока для спирального образца является несколько завышенным. Это связано с тем, что при исследовании спирального образца, при прочих равных условиях, учитывая существенно меньшие значения наведенного напряжения на измерительной катушке по сравнению с прямолинейным образцом, продольная компонента магнитной индукции в спиральной проволоке не достигает тех же значений что в прямолинейном образце.

3. При малых частотах возбуждающего поля (50 Гц, 120 Гц), при относительно малых величинах полезного сигнала измерительной катушки, в данном случае необходимо учитывать влияние различных шумов и высших гармоник на результаты измерений. В дальнейшем, при оценке продольной компоненты магнитного потока в ферромагнитной проволоке, сигналы измерительной обмотки будут считаться гармонически меняющимися во времени функциями.

МЕТОДИКА ПРОВЕДЕНИЯ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИЗМЕРЕНИЙ

Величина и частота намагничивающего тока регулировались с использованием генератора сигналов FG-32. Частота зондирующего поля составляла 50 Гц, 100 Гц, 120 Гц, 500 Гц, 1 кГц, 1,5 кГц. Диаметр намагничивающих катушек составлял 50 мм, диаметр измерительных катушек составлял 32 мм. Как следствие, измерительные и намагничивающие катушки не прилегали плотно друг к другу, что обуславливало дополнительное индуктивное сопротивление схемы, за счет магнитного потока между катушками. Количество витков намагничивающих W_1 и измерительных W₂ катушек составляло 490, 580, 670. Шаг спиральной проволоки, соответственно, составлял 34 мм, 50 мм, 66 мм. Длина катушек составляла 260 мм, 300 мм, 340 мм. Напряженность зондирующего магнитного поля, равная линейной плотности тока в соленоиде, (амплитудное значение) выбиралась равной 110 А/м. Учитывая необходимость обеспечить одинаковую напряженность магнитного поля намагничивающих обмоток на поверхности образца, в соответствии с формулой (1) были рассчитаны необходимые уточненные значения тока намагничивающих катушек. Эти корректированные значения составили 41 мА, 40 мА, 39 мА, соответственно, для количества витков 490, 580, 670. Величина тока в намагничивающих катушках контролировалась с использованием цифрового мультиметра SANWA PC - 510а. Напряжение на вторичной цепи, образованной встречно включенными измерительными катушками, контролировалось с использованием цифрового осциллографа SIGLENT SDS 1102CML (среднеквадратическое значение напряжения, TRUE RMS). Диаметр проволоки спирали составлял 1 мм. Диаметр образующего цилиндра спирали составлял 11 мм. В реальных конструкциях силовых кабелей шаг наложения проволочной брони обычно в 8-15 раз больше диаметра кабеля [5]. Для исследуемых здесь спиральных образцов отношение шага спирали к диаметру образующего цилиндра составляет 3,1 для соленоида с минимальным количеством витков, и 6 для соленоида с максимальным количеством витков. Продольная относительная магнитная проницаемость проволоки составляет $\mu_r = 140$, предварительно определялась с использованием параметрического вихретокового преобразователя и методики, приведенной в [6]. Измерения продольной магнитной проницаемости проводились для прямолинейных образцов стальной проволоки, из которых впоследствии изготавливались спиральные. Следует отметить наличие некоторого сигнала, даже при отсутствии в схеме исследуемого образца. Это наличие при отсутствии исследуемого образца в случае встречного включения измерительных катушек может быть обусловлено некоторыми различиями при изготовлении намагничивающих и измерительных обмоток, поскольку в схеме измерения не была предусмотрена компенсация электродвижущих сил, обусловленных различием изготовления катушек. Кроме того, наличие некоторого сигнала может быть вызвано и наличием шумов в цепи измерения, в частности белого шума. Так, на рис. 2 приведена осциллограмма напряжения на измерительной цепи при величине намагничивающего тока 44 мА и частоте 120 Гц, при отсутствии в схеме исследуемого образца. Шаг дискретизации по времени составлял 8·10⁻⁶ с.

На рис. 3 и 4 приведены амплитудные спектры для сигнала на рис. 2.



Рис. 2. Осциллограмма напряжения на измерительной цепи при встречном включении измерительных катушек



Рис. 3. Амплитудный спектр для сигнала измерительных катушек на рис. 2



Рис. 4. Амплитудный спектр для сигнала измерительных катушек на рис. 2, в полулогарифмическом масштабе

Частота Найквиста f_N для массива частот на рис. 3 и 4 находилась из выражения [7]:

$$2\pi f_N = \frac{\pi}{\Lambda t},\tag{2}$$



При указанном выше шаге дискретизации по времени частота Найквиста составляет 6,25·10⁴ Гц. При спектрах, приведенных на рис. 3 и рис. 4, среднеквадратическое значение напряжения на рис. 2 составляет 10·10⁻³ В. В то же время, отсутствие максимума на рис. 3, соответствующего основной частоте зондирующего поля, свидетельствует о некотором влиянии шумов на измеряемое значение напряжения как приведенных, так и последующих измерений. Шумы, затрудняющие анализ, иллюстрирует рис. 2. К основным источникам таких шумов можно отнести как цепи питания, собственно, генератора сигналов и осциллографа, паразитные электромагнитные наводки, наличие белого шума на высокоомном сопротивлении осциллографа. Наличие такого влияния, очевидно, следует подразумевать и при проведении последующих измерений.

Схема включения катушек приведена на рис. 5.



Рис. 5. Схема включения измерительных и намагничивающих катушек

На рис. 5 катушки L_{21} и L_{22} при измерениях подключались как встречно, так и согласно. Следует отметить, что параметры схемы равны между собой только в идеализированном случае их одинакового изготовления и при отсутствии в схеме спирального образца. Наличие образца обусловливает не только различие взаимных индукций M_1 и M_2 , но и отличие индуктивности L_{12} от других индуктивностей схемы. Таким образом, при измерениях неизвестными параметрами схемы являются M_2 и L_{22} .

Для вторичной цепи при согласном и встречном включении измерительных обмоток:

$$M_2 \frac{di_1}{dt} \pm M_1 \frac{di_1}{dt} = u, \qquad (3)$$

где *и* – напряжение на измерительной цепи преобразователя.

В формуле (3) знак плюс ставится при согласном включении и знак минус при встречном. Откуда, переходя к действующим значениям напряжения и тока, неизвестный коэффициент взаимной индукции M_2 можно найти из выражения:

$$M_2 = \frac{U \pm M_1 \omega I_1}{\omega I_1}.$$
 (4)

В формуле (4) знак "плюс" – при встречном включении, знак "минус" – при согласном включении. При расчетах коэффициент взаимной индукции M_1 находился из выражения:

$$M_1 = \frac{\mu_0 \pi r^2 W_1 W_2}{l},$$
 (5)

где r – радиус измерительной катушки, $\mu_0 = 12,56 \cdot 10^{-7}$ (Гн/м).

Таким образом, определяя по формуле (5) взаимную индуктивность между намагничивающей и измерительной катушками без образца (L_{11} и L_{21}), а также зная напряжение *и* можно найти взаимную индуктивность M_2 , которая определяется продольной компонентой магнитной индукции в спиральной проволоке. На рис. 6 приведены частотные зависимости напряжения на измерительной цепи при согласном включении измерительных катушек.



Рис. 6. Частотные зависимости измеренного напряжения при согласном включении измерительных катушек: 1 – 490 витков катушки при отсутствии образца; 2 – 490 витков катушки с образцом; 3 – 580 витков катушки при отсутствии образца; 4 – 580 витков катушки с образцом; 5 – 670 витков катушки при отсутствии образца;

6 – 670 витков катушки с образцом

На рис. 7 приведены частотные зависимости напряжения на измерительной цепи при встречном включении измерительных катушек.





Учитывая характер изменения напряжения на измерительной цепи с увеличением частоты при встречном включении измерительных катушек, приведенный на рис. 7, в дальнейшем взаимная индуктивность M_2 при встречном включении измерительных катушек будет определяться, начиная с частоты 500 Гц. На рис. 8-10 приведены частотные зависимо-

сти коэффициента взаимной индукции M_2 , рассчитанные по формуле (4), для вихретоковых преобразователей с разным количеством витков и, соответственно, различным шагом спирали. Для взаимных индуктивностей, измеренных при встречном включении измерительных катушек, на рис. 8-10 приведены данные, начиная с частоты 500 Гц, которые затем экстраполируются в область малых частот.



Рис. 8. Частотная зависимость взаимной индуктивности при 490 витках: 1 – при согласном включении измерительных катушек; 2 – при встречном включении измерительных катушек

Аппроксимирующие функции на рис. 8 определяются по формулам:



Рис. 9. Частотная зависимость взаимной индуктивности при 580 витках: 1 – при согласном включении измерительных катушек; 2 – при встречном включении измерительных катушек

Аппроксимирующие функции на рис. 9 определяются по формулам:

 $M_2(f) = 1,6443 - 0,0686 \ln(f) - (кривая 1),$ (8)

$$M_2(f) = 2,0156 - 0,1012\ln(f) - (кривая 2).$$
 (9)

Рис. 10. Частотная зависимость взаимной индуктивности при 670 витках: 1 – при согласном включении измерительных катушек; 2 – при встречном включении измерительных катушек

Аппроксимирующие функции на рис. 10 определяются по формулам:

 $M_2(f) = 1,8653 - 0,0665 \ln(f) - (кривая 1),$ (10)

 $M_2(f) = 2,3243 - 0,1102\ln(f) - (кривая 2).$ (11)

Для данных на рис. 8-10 наблюдается примерно одинаковый характер изменения взаимной индуктивности с ростом частоты при встречном и при согласном включении измерительных катушек. При этом видно, взаимная индуктивность, определенная при что встречном включении измерительных катушек, во всем рассматриваемом диапазоне частот несколько превышает взаимную индуктивность, определенную при согласном включении катушек. Разница между указанными двумя взаимными индуктивностями в большинстве случаев находится в диапазоне 0,1-0,2 мГн. Коэффициент взаимной индукции М₁ составляет 0,93 мГн, 1,13 мГн, 1,31 мГн, соответственно, для количества витков 490, 580, 670. Определив взаимную индукцию M_2 , можно найти потокосцепление, а также магнитный поток в измерительной катушке с образцом:

$$\Phi_2 = \frac{M_2 I_1}{W_2} \,. \tag{12}$$

Так, для схемы с 670 витками измерительных катушек при частоте 50 Гц магнитный поток составляет $9,4\cdot10^{-8}$ Вб, при частоте 500 Гц магнитный поток уменьшается до $8\cdot10^{-8}$ Вб.

Увеличение наведенного напряжения на измерительной катушке при увеличении шага наложения спиральной проволоки может быть обусловлено не только влиянием продольной магнитной проницаемости на результирующий магнитный поток в измерительной катушке, но и увеличением магнитного потока через основание образующего цилиндра спирали. С учетом этого, возникает необходимость исследования влияния шага наложения спиральной проволоки на часть индуктивности измерительной катушки, которая обусловлена магнитным потоком через основание образующего цилиндра спирали. Эта часть индуктивности оказывает непосредственное влияние, как на
импеданс схемы измерения, так и на величину полезного сигнала измерительной обмотки. Исследования эффективности экранирования продольного магнитного поля проводились с использованием экранного вихретокового преобразователя. Соленоиды имели такие же параметры, как и при определении продольной компоненты магнитного потока. Намагничивающие катушки подключались согласно, а измерительные катушки подключались встречно. При измерениях между одной из намагничивающих и измерительных катушек располагался исследуемый спиральный образец, между другой парой катушек - воздушный зазор. При описанной схеме показания осциллографа, который регистрирует разность электродвижущих сил в измерительных катушках, должны определяться взаимной индукцией между намагничивающей и измерительной обмотками преобразователя с образцом. Аналитическое или численное определение этой взаимной индукции в случае значительного экранирующего действия, особенно при произвольном шаге наложения спирали, вызвало бы существенные затруднения. Согласно измерениям, показания осциллографа практически не зависят от наличия спирального образца. Таким образом, по крайней мере, до частоты 1,5 кГц, и при используемых здесь величинах намагничивающих токов и исследуемых образцах экранирующее действие проволоки может не учитываться.

выводы

Предложена методика экспериментального определения продольной компоненты магнитного потока в стальной спиральной проволоке брони силового кабеля при работе на начальном участке кривой намагничивания. Погрешности при определении продольной компоненты магнитного потока могут быть вызваны некоторым различием витков исследуемой спирали. Кроме того, при анализе результатов необходимо учитывать, что продольная магнитная проницаемость определялась для прямолинейных образцов, что не исключает влияния механических деформаций на продольную магнитную проницаемость при изготовлении спиральных. По крайней мере, в диапазоне частот до 1,5 кГц и при слабых магнитных полях нет необходимости учета экранирующих свойств спиральной проволоки и ее влияния на часть индуктивности измерительной схемы, которая определяется магнитным потоком через основание образующего цилиндра исследуемой спирали. Для повышения точности определения взаимной индукции между измерительной и намагничивающей катушками необходимо осуществлять компенсацию электродвижущих сил, вызванных различием изготовления намагничивающих и измерительных катушек. С этой целью целесообразно применение известных схем компенсации, изложенных, например, в [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Barrett J.S., Anders G.J. Circulating current and hysteresis losses in screens, sheaths and armour of electric power cables – mathematical models and comparison with IEC Standard 287. IEEE, vol.144, no.3, May 1997, pp. 101-110.

2. Palmgren D., Karlstrand J., Henning J. Armour loss in threecore submarine XLPE cables. Int. conf. on insulated power cables. 19-23 June 2011. Conference publications.

3. Гурин А.Г., Щебенюк Л.А. Визначення навантажувальної здатності силових кабелів. – Х.: НТУ "ХПИ", 2013. – 136 с.

4. Родигин Н.М., Коробейникова И.Е. Контроль качества изделий методом вихревых токов. – Сверловодск: Машгиз, 1958. – 62 с.

5. Карпушенко В.П., Щебенюк Л.А., Антонець Ю.О., Науменко О.А. Силові кабелі низької та середньої напруги. Конструювання, технологія, якість. Х.: Регіон-інформ, 2000. – 376 с.

6. Себко В.П., Юданова Н.Н., Ноздрачева Е.Л., Жаркова О.С. Расчет параметрического и трансформаторного электромагнитных преобразователей. – Х.: НТУ "ХПИ", 2004. – 72 с.

7. Смоленцев Н. К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. – М.: ДМК Пресс, 2005. – 304 с.

REFERENCES: 1. Barrett J.S., Anders G.J. Circulating current and hysteresis losses in screens, sheaths and armour of electric power cables - mathematical models and comparison with IEC Standard 287. IEEE, vol.144, no.3, May 1997, pp. 101-110. 2. Palmgren D., Karlstrand J., Henning J. Armour loss in three-core submarine XLPE cables. Int. conf. on insulated power cables. 19-23 June 2011. Conference publications. 3. Gurin A.G., Shhebenjuk L.A. Vyznachennja navantazhuval'noi' zdatnosti sylovyh kabeliv [Determination of loading capacity of power cables]. Kharkov, NTU "KhPI" Publ., 2013. 136 p. 4. Rodigin N.M., Korobeinikova I.E. Kontrol' kachestva izdelii metodom vikhrevykh tokov [Control of products quality using eddy current method]. Sverlovodsk, Mashgiz Publ., 1958. 62 p. 5. Karpushenko V.P., Shhebenjuk L.A., Antonets Yu.O., Naumenko O.A. Sylovi kabeli nyz'koi' ta seredn'oi' naprugy. Konstrujuvannja, tehnologija, jakist' [Power cables of low and medium voltage. Designing, technology, quality]. Kharkov, Region-inform Publ., 2000. 376 p. 6. Sebko V.P., Yudanova N.N., Nozdracheva E.L., Zharkova O.S. Raschet parametricheskogo i transformatornogo elektromagnitnyh preobrazovatelej [Calculation of parametric and transformer electromagnetic converters]. Kharkov, NTU "KhPI" Publ., 2004. 72 p. 7. Smolentsev N.K. Osnovy teorii veivletov. Veivlety v MATLAB [Basics of wavelets theory. Wavelets in MATLAB]. Moscow, DMK Press Publ., 2005. 304 p.

Поступила (received) 10.07.2014

Костюков Иван Александрович, аспирант, Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт", 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, тел/phone +38 057 7076010, e-mail: Kostiukow.Ivan@yandex.ru

I.A. Kostiukov

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

Experimental determination of longitudinal component of magnetic flux in ferromagnetic wire of single-core power cable armour.

A problem of determination of effective longitudinal magnetic permeability of single core power cable armour is defined. A technique for experimental determination of longitudinal component of magnetic flux in armour spiral ferromagnetic wire is proposed.

Key words – eddy current, mutual inductance, longitudinal magnetic flux, power cable armour.

УДК 621.311

В.І. Васильченко, О.Г. Гриб, О.В. Лелека, Д.А. Гапон, Т.С. Ієрусалімова

ЦИФРОВА ПІДСТАНЦІЯ СКЛАДОВА СИСТЕМИ "SMART GRID"

Нові технології виробництва сучасних систем управління перейшли зі стадії наукових досліджень і експериментів у стадію практичного використання. Розроблені та впроваджуються сучасні комунікаційні стандарти обміну інформацією. Широко застосовуються цифрові пристрої захисту та автоматики. Відбувся істотний розвиток апаратних і програмних засобів систем управління.

Новые технологии производства современных систем управления перешли из стадии научных исследований и экспериментов в стадию практического использования. Разработаны и внедряются современные коммуникационные стандарты обмена информацией. Широко применяются цифровые устройства защиты и автоматики. Произошло существенное развитие аппаратных и программных средств систем управления.

ВСТУП

Поява нових міжнародних стандартів і розвиток сучасних інформаційних технологій відкриває можливості інноваційних підходів до вирішення задач автоматизації і управління енергооб'єктами, дозволяючи створити підстанцію нового типу – Цифрову підстанцію (ЦПС). Термін "Цифрова підстанція" досі трактується по-різному різними фахівцями в області систем автоматизації і управління. Для того, щоб розібратися, які технології і стандарти відносяться до Цифрової підстанції, простежимо історію розвитку систем АСУТП і РЗА.

1. ІСТОРІЯ РОЗВИТКУ СИСТЕМ АСУТП І РЗА

Відмінними характеристиками ЦПС є: наявність вбудованих в первинне обладнання інтелектуальних мікропроцесорних пристроїв, застосування локальних обчислювальних мереж для комунікацій, цифровий спосіб доступу до інформації, її передачі і обробці, автоматизація роботи підстанції і процесів управління нею.

Впровадження систем автоматизації почалося з появи систем телемеханіки. Пристрої телемеханіки дозволяли збирати аналогові і дискретні сигнали з використанням модулів зв'язку з об'єктами і вимірювальних перетворювачів. На базі систем телемеханіки розвивалися перші АСУТП електричних підстанцій і електростанцій. АСУТП дозволяли не тільки збирати інформацію, а й виконувати її обробку, представляти її в зручному для користувача вигляді. З появою перших мікропроцесорних релейних захистів інформація від цих пристроїв також стала інтегруватися в системи АСУТП. Поступово кількість пристроїв з цифровими інтерфейсами збільшувалося (протиаварійне автоматика, системи моніторингу силового обладнання, системи моніторингу щита постійного струму і власних потреб і т.п.). Вся ця інформація від пристроїв нижнього рівня інтегрувалася в АСУТП по цифровим інтерфейсам. Однак і сьогодні не дивлячись на широке використання цифрових технологій для побулови систем автоматизації, підстанції не є в повній мірі цифровими, так як вся первинна інформація, включаючи стан блок-контактів, напруга та струм, передається у вигляді аналогових сигналів від розподільного пристрою в оперативний пункт управління, де оцифровується окремо кожним пристроєм нижнього рівня. Наприклад, одна і таж напруга паралельно

подається на всі пристрої нижнього рівня, які перетворюють її в цифровий вигляд і передають в АСУТП. На традиційних підстанціях різні підсистеми використовують різні комунікаційні стандарти (протоколи) та інформаційні моделі. Для функцій захисту, вимірювання, обліку, контролю якості виконуються індивідуальні системи вимірів та інформаційної взаємодії, що значно збільшує як складність реалізації системи автоматизації на підстанції, так і її вартість.

Наступним кроком є побудова системи "SMART GRID" яка базується на використанні цифрових ПС на яких впроваджуються цифрові технологій на рівні вимірювання і збору інформації режимів роботи підстанції і мережі.

2. АНАЛІЗ ПРОЕКТІВ ЦИФРОВИХ ПІДСТАНЦІЙ

Аналіз реалізованих проектів цифрових підстанцій [1-4] показує, що до передових технологій автоматизації цього рівня можна віднести:

• використання оптичних вимірювальних трансформаторів (струму, напруги, комбінованих);

• оснащення силового обладнання набором цифрових датчиків, що надають інформацію про технічний стан, положення комутаційного обладнання, токах та напруг;

• використання на всіх рівнях інтерфейсів передачі цифрових даних.

Впровадження цифрових підстанцій дозволяє отримати цілий ряд переваг в порівнянні з традиційними підстанціями. Для виконання різних функцій на цифровий підстанції використовуються одні й ті ж джерела інформації, що призводить до зменшення загальної кількості обладнання на ній.

Доступ до всієї інформації на цифровий підстанції здійснюється за допомогою уніфікованих типів даних і методів доступу, зведених у єдиний комунікаційний стандарт. Підсистеми захисту, вимірювання, управління, моніторингу стану обладнання, обліку та контролю якості електроенергії – всі вони при виконанні своїх функцій використовують одну і ту ж комунікаційну мережу, за якою отримують дані про значеннях струмів, напруг, положення комутаційних апаратів, приймають або передають керуючі команди. Немає необхідності в наявності індивідуальних пристроїв вимірювання, комунікації та обробки інформації для кожної з перерахованих підсистем.

© В.И. Васильченко, О.Г. Гриб, О.В. Лелека, Д.А. Гапон, Т.С. Иерусалимова

Ключовими, найбільш відповідальними і, як наслідок, найбільш технічно складними і дорогими елементами вимірювального каналу для високовольтних вимірювань є масштабні перетворювачі струму і напруги – вимірювальні трансформатори. У ролі таких перетворювачів найчастіше виступають електромагнітні трансформатори струму і напруги.

Дані пристрої давно використовуються в енергетиці, зазнавши безліч конструктивних змін, вони не позбулися ряду недоліків, що випливають із самої природи електромагнітних трансформаторів:

- явища резонансу;
- гістерезису;
- насичення;
- залишкового намагнічування.

Конструктивні особливості даних пристроїв призводять до того, що вони самі можуть бути джерелами вибухів і пожеж, що завдають істотної шкоди енергооб'єктам. В процесі експлуатації трансформаторів необхідно також суворо дотримуватись вимог регламентів щодо забезпечення постійного контролю стану наповнювача (масла або елегазу).

Всі ці давно відомі недоліки традиційних вимірювальних трансформаторів неодноразово спонукали розробників шукати нові підходи до побудови високовольтних трансформаторів, які були б засновані на інших принципах роботи.

Найбільш цікавим, перспективним і революційним підходом є використання ряду електро-і магнітооптичних ефектів для вимірювання струмів і напруг великих номінальних значень.

Роботи по створенню оптичних трансформаторів струму і напруги для високовольтних вимірювань були розпочаті на початку 70-х років минулого сторіччя. Перші промислові екземпляри з прийнятними класами точності почали з'являтися в кінці 80-х – початку 90-х років.

В основі дії волоконно-оптичного вимірювального трансформатора струму лежить ефект Фарадея, який складається в повороті площини поляризації світла, що поширюється в оптичному волокні під впливом магнітного поля вимірюваного електричного струму. Для вимірювання напруги використовується ефект Поккельса – виникнення в діелектриках подвійного променезаломлення поляризованого світла під дією електричного поля. Подвійне променезаломлення при цьому пропорційно напруженості поля.

В даний час оптичні вимірювальні трансформатори випускаються для роботи під напругою від 100 до 800 кВ. Номінальний струм трансформаторів струму – від 40 до 4000 А.

Оптичні трансформатори струму і напруги забезпечують високу точність вимірювань та їх стабільність у часі і широкому діапазоні параметрів зовнішнього середовища. Трансформатори відповідають вимогам IEC Class 0.2s і IEEE 0.3 для вимірів, IEC 3P або 5P і IEEE 10% для захистів. Динамічний діапазон оптичних перетворювачів дуже широкий. Так, трансформатори струму відповідають класу точності для вимірів вже при струмі 1А і продовжують відповідати класу точності для захистів при струмі 170 кА. Така комбінація точності і динамічного діапазону дозволяє застосовувати один і той же перетворювач струму і для вимірів, і для захисту обладнання. Оптичні трансформатори мають менші масогабаритні показники, ніж традиційні з масляною або елегазової ізоляцією. Крім того, один гібридний трансформатор може замінювати до трьох трансформаторів в традиційному виконанні – трансформатор струму для захистів, трансформатор струму для вимірювань і трансформатор напруги.

Зовнішні інтерфейси вимірювальних трансформаторів формуються зовнішніми електронними модулями, які можуть бути віддалені від оптичного датчика на значні відстані і зв'язані з ним по оптоволоконному кабелю. Для передачі даних про виміри використовують три види інтерфейсів:

- аналоговий інтерфейс великої потужності;
- аналоговий інтерфейс малої потужності;
- цифровий інтерфейс.

Аналоговий інтерфейс великої потужності застосовують для забезпечення сумісності нових датчиків з традиційними пристроями вимірювання. Аналогові модулі інтерфейсу великої потужності являють собою прецизійні підсилювачі, на вхід яких надходить сигнал від модулів аналогового інтерфейсу малої потужності. Характеристики аналогового інтерфейсу малої потужності визначаються стандартами IEC 60044-7 (Інструментальні трансформатори - Частина 7: Електронні трансформатори напруги) і ІЕС 60044-8 (Інструментальні трансформатори – Частина 8: Електронні трансформатори струму). Інтерфейс малої потужності застосовується як для вимірів, так і для релейного захисту. Аналогові інтерфейси відповідають вимогам до точності IEC Class 0.2 для ланцюгів вимірювання струму і напруги, IEC Class 5Р20 для ланцюгів струму захистів, IEC Class 3Р для ланцюгів напруги захистів.

Характеристики цифрових інтерфейсів для ланцюгів вимірювання та захистів (та інших цілей) визначаються стандартами ІЕС 60044-7. Аналогічне призначення мають стандарти ІЕС 61850-9-1 – "Опис специфічного сервісу зв'язку (SCSM) – Вибіркові значення по послідовному ненаправленому багатоточковому каналу передачі даних типу точка-точка" та ІЕС 61850-9-2 – "Опис специфічного сервісу зв'язку Марріпд (SCSM) – Вибіркові значення по ІЕЕЕ 802-3". Обидва стандарти дають можливість застосовувати як фізичного слою Ethernet зі структурами даних, визначеними стандартом ІЕС 60044.

На підставі досвіду роботи оптичних вимірювальних трансформаторів, накопиченого в останні кілька років у різних країнах, вже можна зробити певні висновки. Повністю оптична технологія виміру електричного струму і напруги володіє рядом істотних технічних, експлуатаційних та комерційних переваг:

 повна гальванічна розв'язка від кіл з високою напругою;

• перешкодозахищеність від зовнішніх електромагнітних збурень;

- відсутність явищ резонансу і насичення;
- висока швидкодія;
- малі значення ваги і габаритів;
- підвищена електробезпека;
- вибухопожежобезпека;
- пасивність чутливого елемента;

• широкий амплітудно-частотний діапазон виміру струму;

• малий діаметр і гнучкість чутливого елемента, які дозволяють розміщувати його у важкодоступних місцях;

• мінімальні вимоги на експлуатаційне обслуговування.

Важливо, що при порівнянній вартості придбання нових датчиків порівняно з традиційними масляним або елегазовими вимірювальними трансформаторами, їх підсумкова вартість володіння становить не більше 50 % від вартості володіння традиційних аналогів за рахунок того, що вони практично не потребують обслуговування.

Таким чином для успішної реалізації проектів впровадження цифрових підстанцій необхідно розробити загальну концепцію побудови програмноапаратного комплексу цифрової підстанції. У концепції необхідно визначити основні вимоги, яким повинні задовольняти новостворювані підстанції нового покоління, і які повинні враховуватися при реконструкції існуючих підстанцій.

3. ЗАВДАННЯ, СТРУКТУРА ТА ФУНКЦІЇ СУЧАСНИХ АВТОМАТИЗОВАНИХ СИСТЕМ КОМЕРЦІЙНОГО ОБЛІКУ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Вирішення проблеми оптимізації виробництва, постачання та споживання електричної енергії можливе тільки при удосконаленні системи обліку [5].

Цілями впровадження автоматизованої системи комерційного обліку електроенергії (АСКОЕ) є:

• перехід до тарифів реального часу;

 отримання достовірного балансу виробництва і розподілу і споживання електричної потужності або енергії;

• оцінка показників якості електричної енергії.

У програмному документі "Автоматизовані системи контролю та обліку електроенергії та потужності. Основні нормовані метрологічні характеристики. Загальні вимоги." РД-34.11.114-98 [6]. Основні завдання, які повинна вирішувати АСКОЕ, сформульовані наступним чином:

1.1. АСКОЕ, що встановлюються на енергетичних об'єктах для автоматизованого контролю та обліку електроенергії і потужності, в тому числі з метою вимірювань активної та реактивної електроенергії та потужності, відносяться до вимірювальних систем, в загальному випадку представляє собою сукупність функціонально об'єднаних масштабних вимірювальних перетворювачів (вимірювальні трансформатори струму і напруги), інтегруючих приладів (лічильники електроенергії з імпульсним та/або цифровим інтерфейсом), концентраторів або пристроїв збору даних (ПЗД), пристроїв збору та передачі даних (ПЗПД), центральних обчислювальних пристроїв та інших технічних засобів, розміщених у різних точках контрольованого енергооб'єкту і з'єднаних між собою каналами та/або лініями зв'язку.

1.2. Метрологічні характеристики АСКОЕ визначаються метрологічними характеристиками засобів вимірів і параметрами технічних засобів, що входять до складу АСКОЕ і впливають на результати і похибки вимірювань електроенергії та потужності.

1.3. АСКОЕ по співвідношенню впливу випадкових і систематичних похибок відносяться до засобів вимірювань, випадкові похибки яких істотно впливають на погрішність вимірювань.

1.4. Згідно РД 34.09.101-94 при визначенні межі допустимої відносної похибки вимірювального комплексу (далі вимірювальний канал ACKOE) усі її складові приймаються випадковими.

Як характеристик використовують середні квадратичні відхилення взаємно некорельованих випадкових складових похибки вимірювань з невідомими законами розподілу, умовно прийнятими рівномірними.

1.5. У експлуатаційної документації на АСКОЕ мають бути зазначені рекомендовані методи розрахунку (з прикладами розрахунку) сумарної похибки вимірювального каналу АСКОЕ в робочих умовах застосування.

1.6. Доцільність регламентованих для АСКОЕ метрологічних характеристик та їх обґрунтованість перевіряють при проведенні випробувань АСКОЕ. Ця перевірка повинна бути включена в програму випробувань АСКОЕ.

Відповідно до цих вимог пропонується структурна схема багаторівневої системи обліку, яка представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурна схема багаторівневої системи обліку: TC – трансформатори струму; TH – трансформатори напруги; ВПЯ – вимірювач параметрів якості електроенергії; MH –

маневрене навантаження; ЛЧо – лічильник електроенергії (основний лічильник); ЛЧд – лічильник електроенергії (дублюючий лічильник); ПО – прилад обліку – вимірювальний

комплект ЛУЗ; ЛУЗД – локальне устаткування збору даних; РУЗД – регіональне устаткування збору даних;

ЦУЗД – центральне устаткування збору даних

На нижньому рівні розташовуються прилади первинного обліку, до яких відносяться лічильники електричної енергії або датчики електроенергії. У деяких випадках на цьому рівні працюють контролери, що управляють навантаженням. На середньому рівні працюють контролери, які здійснюють зв'язок між нижньою і верхньою рівнями системи, а також проводять попередню обробку даних. На верхньому рівні працюють персональні комп'ютери, які за допомогою спеціалізованого програмного забезпечення реалізують функції накопичення, обробки, аналізу інформації та формування звітних документів у вигляді, придатному для прийняття керуючих рішень.

Основним напрямком модифікації представленої на рис. 1 структури є перенесення деяких функцій обробки інформації та управління на рівень приладів обліку, що призводить до суттєвої децентралізації системи обліку.

Досвід створення та експлуатації сучасних систем обліку дозволяє розширити перелік вимог до АСКОЕ [7]:

• фіксація відхилень контрольованих величин енергообліку та їх оцінка в абсолютних і відносних одиницях з метою полегшення аналізу енергоспоживання;

• сигналізація (квітами, звуком, печаткою) відхилень контрольованих величин понад допустимого діапазону значень з метою прийняття оперативних рішень;

• прогнозування (коротко-, середньо- і довгострокове) значень величин енергообліку з метою планування енергоспоживання;

• автоматичне керування енергоспоживанням на основі заданих критеріїв і пріоритетних схем включення/відключення споживачів-регуляторів з метою економії ручної роботи та забезпечення якості управління;

• забезпечення внутрішнього госпрозрахунку з енергоресурсів між цехами та підрозділами підприємства з метою їх економії та раціональних витрат на робочих місцях;

• точний розрахунок субабонентами підприємства по енергоспоживанню з метою правильного розподілу енерговитрат.

Для вирішення зазначених завдань і досягнення відповідних цілей енергообліку, програмно - апаратні засоби децентралізованої АСКОЕ повинні забезпечувати виконання ряду функцій, як на середньому, так і на верхньому рівні. Функції систем середнього рівня, як правило, жорстко запрограмовані в заводських умовах і не підлягають зміні в процесі експлуатації. Ці функції виражаються в переліку штатних параметрів енергообліку, які при всій їх обумовленості діючими правилами енергообліку все-таки специфічні для системи кожного типу і залежать від досвіду, знань і системних уявлень розробника і виробника систем. Тому вибір того чи іншого типу систем енергообліку для конкретного підприємства, необхідно проводити не тільки за структурними, а й за функціональними характеристиками систем.

Всю сукупність функцій систем середнього та верхнього рівня АСКОЕ можна класифікувати за такими групами функцій:

• формування нормативно-довідкової бази енергообліку підприємства за кожним місцем і структурі обліку, тарифам, зонам, змінах, апаратних і програмних засобах ACKOE;

 збір в автоматичному (по заданих періодах часу)
і ручному (на вимогу оператора) режимах штатних параметрів кожної системи децентралізованої АСКОЕ по кожному місці та/або структурі обліку; • накопичення даних енергообліку в бази даних АСКОЕ в персональному комп'ютері по кожній точці обліку із заданою тимчасової дискретністю на необхідну ретроспективу;

• обробка накопичених значень енергообліку відповідно до діючих тарифів, схемою енергопостачання і структурою обліку підприємства;

• відображення вимірювальної та розрахункової інформації енергообліку у вигляді комплексу графіків, таблиць і відомостей на моніторі комп'ютера;

• документування вимірювальної та розрахункової інформації енергообліку у вигляді графіків, таблиць і відомостей на принтері;

• сигнали про позаштатних ситуаціях;

• прогнозування навантаження;

• автодіагностика АСКОЕ з аналізом інформації, що надходить від первинних приладів обліку нижнього рівня АСКОЕ, сигналів про перебої і відмовах систем і каналів зв'язку.

Вчені та практики вже давно обговорюють переваги і недоліки ієрархічних і децентралізованих АСУ. Очевидно, що державні інтереси найбільш повною мірою можуть бути забезпечені впровадженням загальнодержавної АСКОЕ. Проте в даний час в Україні немає достатньо потужних економічно і технічно компаній, які б вирішили цю задачу. Залучення до цього проекту іноземних компаній, наприклад Landis&Gyr або Ельстер Метроніка, може привести до руйнування численних вітчизняних виробників приладів обліку та АСКОЕ, а також до втрати, певною мірою, контролю над інформаційними потоками. Побудова локальних АСКОЕ цілком під силу українським підприємствам. У цьому процесі слід відзначити три групи виробників. До першої групи належать підприємства, які вже давно займаються виробництвом приладів обліку. Вони будують АСКОЕ з обладнання власного виробництва. До другої групи належать підприємства, які уклали ліцензійні договори із закордонними фірмами або/і є спільними компаніями. Третя група, найчисленніша, складається з фірм, які використовують обладнання інших фірм для комплектації АСКОЕ. Основним самостійним продуктом таких фірм є прикладне програмне забезпечення АСКОЕ. Саме представники цих фірм виступають за побудову децентралізованих АСКОЕ, які найбільшою мірою відповідають особливостям обліку електроенергії на підприємствах. У зв'язку з цим існує побоювання, що в недалекому майбутньому при побудові загальнодержавної АСКОЕ ці підприємства не зможуть бути інтегровані в загальну систему обліку. Як критерій ефективності АСКОЕ для генеруючих і енергопостачальних підприємств можна прийняти отримання достовірного балансу виробництва, розподілу та споживання електричної потужності.

ВИСНОВОК

Робота енергетичної галузі в умовах функціонування енергоринку висуває підвищені вимоги до системи обліку, а саме, до рівня її автоматизації, точності, надійності і цілісності. Точність і достовірність системи обліку, в першу чергу, визначається засобами застосовуваної інформаційно-вимірювальної техніки, а також принципами її використання. Основними показниками, які характеризують ефективність використання інформаційно-вимірювальної техніки в системі обліку, є [7]:

• точність представлення вимірювальної інформації;

 достовірність представлення вимірювальної інформації;

• одночасність представлення вимірювальної інформації.

Зазначені показники визначаються в системі обліку принципами організації вимірювань, якістю систем обліку і зв'язку. Система обліку, яка задовольняє цим вимогам, дозволяє вирішувати головні завдання:

 забезпечення точної, достовірної та надійною інформацією комерційних розрахунків на ринку електроенергії;

• постійний контроль виконання договірних зобов'язань між суб'єктами ринку електроенергії;

• аналіз та контроль внутрішнього балансу суб'єктів енергоринку.

Слід зазначити, що в даний час є велика кількість АСКОЕ різного масштабу, накопичений значний досвід їх експлуатації, тому для виявлення переваг та недоліків АСКОЕ, а також тенденцій їх розвитку, доцільно розглянути найбільш типові з них[8].

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Holbach J., Rodriguez J., Wester C., Baigent D., Frisk L., Kunsman S., Hossenlopp L. Status on the first IEC61850 based protection and control, multi-vendor project in the United States. Power systems conference: advanced metering, protection, control, communication, and distributed resources. Clemson, South Carolina, USA, 13-16 March 2007, pp. 254-277. Available at: <u>https://www.gedigitalenergy.com/smartgrid/Aug07/EIC61850.p</u> <u>df</u> (accessed 11 September 2009).

2. Dogger G., Tennese G., Kakoske D., MacDonald E. Designing a new IEC 61850 substation architecture. Available at: <u>http://www.cooperindustries.com/content/dam/public/powersys-tems/products/grid_automation/resources/Designing_a_new_IE</u> C61850 substation_architecture.pdf (accessed 20 May 2010).

3. Caetano C., Pernes M. Introducing IEC61850 in distribution substations. Substation automation systems. Power-Grid Europe, transmission and distribution industry conference and exhibition. Madrid, Spain, 26-28 June 2007. Available at: http://www05.abb.com/global/scot/scot221.nsf/veritydisplay/db409c7176fbf05c12573b7004a7833/\$file/paper%20iec61850%20in%20portugal.pdf (accessed 20 July 2008).

4. Bautista Flores J., Garcia-Colon V.R., Melendez Roman C.G., Robles Ramirez E., Rasgado Casique J.P. First multivendor 400 kV transmission line protection scheme using an IEC 61850-9-2 digital network for optical CT's and protection relays. CIGRE Session. Paris, France, 26-31 August, 2012. Available at: <u>http://www.cigre.org/content/download/16982/680406/ ver-sion/2/file/B3_111_2012.pdf</u> (accessed 20 March 2013).

5. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы (Аналоговые и цифровые). Изд. пятое. – Киев: Высшая школа, 1986. – 504 с.

6. РД-34.11.114-98. Автоматизированные системы контроля и учёта электроэнергии и мощности. Основные нормируемые метрологические характеристики. Общие требования. Москва, ОАО АО ВНИИЭ, 1997. – 15 с.

7. Черемисин М.М., Зубко В.М. Автоматизация объектов управления электроснабжения. – Харьков: "Факт", 2005. – 192 с.

8. Гриб О.Г, Праховник А.В., Тесик Ю.Ф., Жаркін А.Ф., Новський В.О., Калінчик В.П., Карасінський О.Л., Довгалюк О.М., Лазуренко О.П., Ходаківський А.М., Васильченко В.І., Светелік О.Д. Автоматизовані системи обліку та якості електричної енергії / під ред. Гриба О.Г. – Харків: ПП "Ранок-НТ", 2012. – 516 с.

REFERENCES: 1. Holbach J., Rodriguez J., Wester C., Baigent D., Frisk L., Kunsman S., Hossenlopp L. Status on the first IEC61850 based protection and control, multi-vendor project in the United States. Power systems conference: advanced metering, protection, control, communication, and distributed resources. Clemson, South Carolina, USA, 13-16 March 2007, pp. 254-277. Available at: https://www.gedigitalenergy.com/ smartgrid/Aug07/ EIC61850.pdf (accessed 11 September 2009). 2. Dogger G., Tennese G., Kakoske D., MacDonald E. Designing a new IEC 61850 substation architecture. Available at: http://www.cooperindustries.com/ content/dam/public/powersystems/products/grid_automation/resources/ Designing <u>a new_IEC61850_substation_architecture.pdf</u> (accessed 20 May 2010). *3.* Caetano C., Pernes M. Introducing IEC61850 in distribution substations. Substation automation systems. Power-Grid Europe, transmission and distribution industry conference and exhibition. Madrid, Spain, 26-28 June 2007. Available at: http://www05.abb.com/global/scot/ scot221.nsf/veritydisplay/db4609c7176fbf05c12573b7004a7833/\$file/ paper%20iec61850%20in%20portugal.pdf (accessed 20 July 2008). 4. Bautista Flores J., Garcia-Colon V.R., Melendez Roman C.G., Robles Ramirez E., Rasgado Casique J.P. First multivendor 400 kV transmission line protection scheme using an IEC 61850-9-2 digital network for optical CT's and protection relays. CIGRE Session. Paris, France, 26-31 August, 2012. Available at: http://www.cigre.org/content/download/16982/680406/ version/2/file/B3_111_2012.pdf (accessed 20 March 2013). 5. Ornatskii P.P. Avtomaticheskie izmereniia i pribory (Analogovye i tsifrovye). Izd. piatoe. [Automatic measurements and devices (Analog and digital. Fifth edition]. Kiev, Vysshaia shkola Publ., 1986. 504 p. 6. RD-34.11.114-98. Avtomatizirovannye sistemy kontrolia i ucheta elektroenergii i moshchnosti. Osnovnye normiruemye metrologicheskie kharakteristiki. Obshchie trebovaniia [RD-34.11.114-98. The automated monitoring systems and the accounting of the electric power and power. The main normalized metrological characteristics. General requirements]. Moscow, JSC VNIIE Publ., 1997. 15 p. 7. Cheremisin M.M., Zubko V.M. Avtomatizatsiia ob"ektov upravleniia elektrosnabzheniia [Automation of objects of management of power supply]. Kharkov, Fact Publ., 2005. 192 p. 8. Gryb O.G, Prahovnik A.V., Tesik Y.F., Zharkin A.F., Novskiy V.O., Kalinchik V.P., Karasinskiy O.L., Dovgalyuk O.M., Lazurenko O.P., Hodakivskiy A.M., Vasilchenko V.I., Svetelik O.D. Avtomatyzovani systemy obliku ta jakosti elektrychnoi' energii' [The automated systems of the account and quality of electric energy. Under edit. by Gryb O.G.]. Kharkiv, Ranok-NT Publ., 2012. 516 p.

Надійшла (received) 11.11.2014

Васильченко Володимир Іванович¹, начальник Управління технічних засобів керування,

Гриб Олег Герасимович², д.т.н., проф.,

Лелека Олексій Вікторович¹, провідний інженер сектору

розвитку автоматизованих систем,

Гапон Дмитро Анатолійович², к.т.н.,

Ієрусалімова Тетяна Сергіївна², асистент,

¹ ДП "НЕК "Укренерго",

01032, Київ, вул. С. Петлюри, 25,

тел/phone +38 044 2383015, e-mail: kanc@nec.energy.gov.ua ² Національний технічний університет

"Харківський політехнічний інститут",

61002, Харків, вул. Фрунзе, 21,

e-mail: ierusalimovat@mail.ru

V.I. Vasilchenko¹, O.G. Gryb², O.V. Leleka¹, D.A. Gapon²,

T.S. Ierusalimov a^2

¹ NPC "Ukrenergo"

25, Symona Petliury Str, Kyiv, 01032, Ukraine

² National Technical University "Kharkiv Polytechnic Institute"

21, Frunze Str., Kharkiv, 61002, Ukraine

Digital substation component system "Smart Grid".

New production technologies of modern control systems have moved from the stage of research and experimentation into the stage of practical use. Modern communication standards for the exchange of information are developed and introduced. Digital devices, protectors and automation are widely used. There has been substantial development of hardware and software of control systems.

Key words – digital substation system, electricity, Smart Grid, automation.

ШУМІЛОВ ЮРІЙ АНДРІЙОВИЧ

(до 80-річчя з дня народження)

21 грудня 2014 р. виповнилося 80 років з дня народження відомого вченого-електромеханіка, доктора технічних наук, професора Юрія Андрійовича Шумілова.

Після закінчення середньої школи вступив до електротехнічного факультету Київського політехнічного інституту, який успішно закінчив у 1956 р., отримавши кваліфікацію інженера-електромеханіка за спеціальністю "Електричні машини і апарати". За розподілом три роки працював на Ярославському електромеханічному заводі інженером і старшим інженеромконструктором. У 1959 р., повернувшись до Києва, вступив до аспірантури при кафедрі електричних машин Київського політехнічного інституту. В цьому славетному закладі Юрій Андрійович пропрацював понад 50 років. По закінченні аспірантури Ю.А. Шумілов пройшов шлях від асистента до

завідувача кафедри, з 1999 р. займав посаду професор кафедри. Наразі з вересня 2013 р. працює в ПАТ "Укратоменергобуд" радником голови правління цього закладу.

У 1964 р. захистив кандидатську, в 1981 р. – докторську дисертацію. У 1968 р. йому було присвоєне звання доцента, в 1984 р. – професора.

У 1965 – 1966 навчальному році Ю.А. Шумілов стажувався у Вищій технічній школі у м. Ганновері, ФРН., на кафедрі електричних машин, де працював під керівництвом відомого фахівця в галузі віброакустики електричних машин професора Гайнца Йордана. В 1972 – 1973 р.р. впродовж шести місяців перебував на науковій роботі в ФРН, Швейцарії і Голландії як стипендіат ЮНЕСКО, а у 1979 р. – два місяці у Віденському технічному університеті.

Проф. Ю.А. Шумілов має понад 140 наукових та науково-методичних праць, надрукованих у вітчизняних і закордонних виданнях. Окрім того, він є автором 15 авторських свідоцтв про винаходи та двох патентів. Першим в Радянському Союзі і Україні застосував чисельний польовий метод (метод скінчених елементів) для вирішення проблеми аналізу і синтезу маловіброактивних і малошумних електричних машин.

Наукові розробки Ю.А. Шумілова було впроваджено в багатьох серіях асинхронних двигунів загальнопромислового і спеціального призначення. Тричі ставав лауреатом премії Мінвузу УРСР за кращу наукову працю.

Ю.А. Шумілов підготував 4-х докторів і 15 кандидатів наук. Нагороджений медаллю ректора Лодзинської політехніки "За підготовку наукових кадрів". У 1993 – 1997 р.р. був членом експертної ради з електротехніки і енергетики ВАК України, членом вченої ради по захисту докторських дисертацій при Інституті електродинаміки НАН УРСР і НАН України, а також чле-



блеми електроенергетики" АН СРСР, а також іноземним членом Інституту інженерів-електриків та електронників США. Багаторазово виступав офіційним опонентом на захистах кандидатських та докторських дисертацій.

Ю.А. Шумілов володіє німецькою і англійською мовами. Завдяки його зусиллям кафедра електромеханіки НТУУ "КПІ" налагодила міжнародні зв'язки з іноземними вищими навчальними закладами ФРН, Польщі, Китаю, Великої Британії та Італії. Під керівництвом Ю.А. Шумілова кафедра плідно співпрацювала з університетами Англії (м. Баас), Шотландії (м. Едінбург) та Італії (м. Турін) в межах попереднього проекту

ТЕМПУС (ТАСІС) під назвою "Підвищення якості підготовки фахівців в галузі енергетики та транспорту". За його сприяння вперше в історії кафедри п'ятеро студентів кафедри пройшли переддипломну практику на кафедрі електричних машин і приборів Мюнхенського технічного університету. Там же стажувались двоє науковців кафедри.

Ю.А. Шумілов був членом науково-методичної ради з електромеханіки Мінвузу СРСР, очолював секцію "Електричні машини і апарати та електротехнічні комплекси" науково-методичної ради з електромеханіки Міністерства освіти і науки України, а також очолював робочу групу з розробки стандарту вищої освіти зі спеціальності "Електричні машини і апарати".

Ю.А. Шумілов написав книгу "Життєві спогади", яка вийшла друком в листопаді 2004 р. У ній він ділиться спогадами про своє коріння, дитинство, життя в Києві під час окупації, повоєнні роки, студентські роки, працю на заводі, а також про наукову та педагогічну діяльність, якою він займався, викладаючи на кафедрі електричних машин (електромеханіки) НТУУ "КПІ" понад 50-и років. В книзі є багато цікавих сторінок про закордонні мандри вченого, який гідно представляв свою країну.

Наразі, незважаючи на поважний вік, він продовжує займатися науковою діяльністю. У сфері його інтересів знаходяться вібромоніторинг і вібродіагностика технічного стану турбогенераторів АЕС України. Виступає опонентом на захисті кандидатських і докторських дисертацій. Жваво цікавиться досягненнями в області електричних машин в Україні і світі.

Друзі, колеги, учні Юрія Андрійовича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій роботі.

Редакційна колегія журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих побажань.