



ЗМІСТ

Електротехніка. Визначні події. Славені імена

Баранов М.И.	Антология выдающихся достижений в науке и технике. Часть 5: Электротехника	3
---------------------	---	----------

Електричні машини та апарати

Байда Е.И.	Расчет статической деформации сильфона вакуумных выключателей среднего напряжения	15
Васьковский Ю.Н., Коваленко М.А.	Исследование устройства контроля короткозамкнутой обмотки ротора асинхронного двигателя	17
Gurevich V.I.	Stability of microprocessor relay protection and automation systems against intentional destructive electromagnetic impacts. Part 2	21
Пуйло Г.В., Насыпанная Е.П., Левин Д.М.	Математическое моделирование электромагнитных характеристик электротехнических стале	29
Ставинский А.А.	Генезис структур и предпосылки усовершенствования трансформаторов и реакторов преобразованием контуров электромагнитных систем (системы с шихтованными и витыми магнитопроводами)	33
Стрелец А.А.	Определение величины перемещения пьезопривода форсунки	39
Черно А.А., Гуров А.П., Минчула А.С., Безверхний Д.Л.	Динамическая модель электромеханических процессов в электромагнитном вибраторе с реактивными массами	42

Силовая електроніка

Жемеров Г.Г., Тугай Д.В., Холод О.И.	Выбор индуктивности реакторов активного выпрямителя – источника напряжения при постоянной частоте ШИМ	46
---	--	-----------

Теоретична електротехніка

Бондина Н.Н., Михайлов В.М.	О приближении плоской волны в расчётах проникновения электромагнитного поля в тонкие проводящие оболочки	52
Придубков П.Я., Хоменко І.В.	Чотиримірний простір і вектор струму зсуву	57

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Экспериментальная оценка основных электрических характеристик сильнооточного плазменного канала подводного искрового разряда в цепи высоковольтного генератора импульсной компоненты тока искусственной молнии	59
Батыгин Ю.В., Гнатов А.В., Щиголева С.А., Ерёмина Е.Ф.	Эксперименты магнитно-импульсного притяжения тонкостенных металлов при низких частотах действующих полей	64
Мазманян Р.О.	Бинаризация и идентификация объектов 2D-отображений параметрических полей электроэнергетических объектов	67

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 рік – 136,44 грн., на два місяці – 22,74 грн., на чотири місяці – 45,48 грн., на шість місяців – 68,22 грн., на вісім місяців – 90,96 грн., на десять місяців – 113,7 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. Згідно з цим договором ВИНИТИ надає редакції журналу звіт про відображення статей з журналу у РЖ та 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», який зареєстровано у Міжнародній системі реєстрації серійних (періодичних) видань під стандартизованим кодом ISSN 2074-272X, надсилається до Національної бібліотеки України ім. В.І. Вернадського. Електронна версія журналу представлена на сайті <http://nbuv.mon.gov.ua> в розділі «Інформаційні ресурси / Наукова періодика України» починаючи з 2009 року.

Звертаємо увагу авторів на необхідність оформлення рукописів відповідно до Вимог, які наведені на офіційному сайті НТУ «ХПІ» (<http://www.kpi.kharkiv.edu/eie/>). Статті, оформлені згідно з Вимогами, будуть публікуватися у першу чергу.

М.І. Баранов

**АНТОЛОГИЯ ВЫДАЮЩИХСЯ ДОСТИЖЕНИЙ В НАУКЕ И ТЕХНИКЕ.
ЧАСТЬ 5: ЭЛЕКТРОТЕХНИКА**

Наведено короткий нарис з уявленням історії науково-технічного становлення і початкового етапу розвитку електротехніки.

Приведен краткий очерк из всемирной истории научно-технического становления и начального этапа развития электротехники.

ВВЕДЕНИЕ

Современная жизнь для человека немыслима без использования им в быту и производстве различных устройств, приборов и машин (например, телефона, радиоприемника, телевизора, компьютера, холодильника, электродвигателя, электрогенератора и др.), в основе функционирования которых лежит электричество и его неотъемлемая часть – электрический ток, представляющий собой направленное движение зарядов. Термин "электричество" в физику был введен в 1600 году лейб-медиком английской королевы Елизаветы и английским физиком Уильямом Гильбертом (1544-1603 гг.) в его научном труде *"О магните, магнитных телах и о большом магните – Земле. Новая физиология"* [1, 2]. В этой большой и важной для будущего раздела физики – электромагнетизма работе У. Гильберт первым дал правильное объяснение поведению магнитной стрелки в компасе, являющимся одним из выдающихся изобретений человечества. Он указывал на то, что конец магнитной стрелки не влечется к небесному полюсу (как считали до него), а притягивается полюсами большого земного магнита. В современном понимании физические основы работы этого простого и важного в технике навигации прибора заключаются во взаимодействии магнитной стрелки компаса и постоянного магнитного поля Земли. Кроме того, здесь У. Гильберт изложил результаты своих более 600 опытных наблюдений, в том числе и по усилению магнитного действия железным стержнем, которое правильно объяснил намагничиванием железа [1, 2]. Он показал, что при механическом разламывании одного магнита на две части всегда получаются два магнита с двумя полюсами и разделение двух магнитных полюсов невозможно. Впервые установил, что железные предметы под воздействием магнита приобретают магнитные свойства и пришел к идее наведения их в телах. Изучая магнитные свойства намагниченного шара с помощью магнитной стрелки, пришел к выводу о том, что эти свойства соответствуют магнитным свойствам Земли. Шаг вперед сделал У. Гильберт и в изучении электростатических явлений: он экспериментально установил, что свойством притяжения к себе легких предметов после натирания мехом или шерстью обладает не только янтарь, но и алмаз, сапфир, горный хрусталь, сера, сургуч и стекло. Эти вещества (физические тела) он назвал "электрическими", то есть подобными янтарю. Все другие тела, в том числе и металлы, которые не обнаруживали подобных свойств, он назвал "неэлектрическими". Считается, что именно У. Гильберт является основоположником науки об электричестве [1, 3]. До его работ в этой области учение об электричестве оставалось практически на уровне знаний Фалеса Милетского (VI век до н. э.), впервые открывшего электрические свойства натертого мягкой тканью янтаря. Так в физическую науку вошел термин "электричество". Данное электричество для его дальнейшего практического применения необходимо было, прежде

всего, исследовать: узнать его основные свойства и определить результаты его действия на различные физические тела. Для этого исследователям электричества были нужны его источники (искусственные генераторы электрических зарядов), накопители созданных электрических зарядов (устройства для их сбора и хранения), приборы для регистрации полученных электрических зарядов и измерения последствий их влияния (воздействия) на окружающие тела.

1. ИЗОБРЕТЕНИЕ ПЕРВЫХ НАКОПИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСТВА

Первый искусственный накопитель электрических зарядов (электричества) был изобретен в 1745 году голландским физиком Питером Мушенбруком (1692-1761 гг.), работавшим в знаменитом европейском просветительском и научном центре – Лейденском университете [1, 2]. Данный накопитель (аккумулятор) электричества вошел в историю развития физики и электротехники как "лейденская банка" (рис. 1).

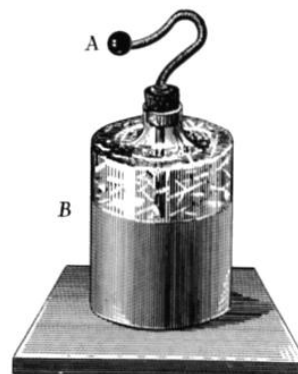


Рис. 1. Внешний вид первой "лейденской банки" – накопителя (аккумулятора) электрических зарядов [3]

Он представлял собой конденсатор цилиндрической формы (отсюда и закрепилось за ним понятие указанной "банки"), состоящий из наружного тонкостенного металлического электрода B, нанесенного на внешнюю цилиндрическую поверхность тонкостенного стеклянного корпуса, и внутреннего сплошного цилиндрического электрода – металлического стержня A с гибким выводом, коаксиально расположенного относительно наружного полого электрода B [3]. Подаваемые на один из этих потенциальных металлических электродов "лейденской банки" (обычно на электрод A) от внешнего источника (например, от предвременно электризованной трением стеклянной палочки или трубочки, обладающей в итоге электрическим потенциалом положительной полярности) свободные электрические заряды сосредотачивались на их обращенных друг к другу цилиндрических поверхностях. Вызвано это было тем, что появление на одном из электродов "лейденской банки" свободного электрического заряда положительной (отрицатель-

ной) полярности в соответствии с законом электростатической индукции [4, 5], открытым опытным путем в 1729 году английским физиком Стивеном Грэйом (1666-1736 гг.), вызывало появление наведенного электрического заряда противоположной полярности на ее другом электроде. Кстати, термин "электростатическая индукция", обозначающий наведение электрических зарядов разного знака (положительного или отрицательного) на противоположных участках поверхности металлического проводника, внесенного в электростатическое поле другого электрически заряженного проводника, в науку об электричестве был введен великим английским физиком Майклом Фарадеем (1791-1867 гг.) [4, 6]. Возникающее в результате таких электрофизических процессов в "лейденской банке" (процессов зарядки одного электрода и наведения из-за этого зарядов на ее другом электроде) результирующее электростатическое поле между ее цилиндрическими электродами было способно накапливать (запасать) электрическую энергию. Величина этой энергии в "лейденской банке" определялась электрической емкостью между изолированными друг от друга металлическими электродами и разностью их электрических потенциалов. Здесь следует напомнить читателю о том, что первую научную классификацию электрических зарядов выполнил французский физик Шарль Дюфэ (1698-1739 гг.), который в 1733 году установил два вида электричества – "стеклянное" и "смоляное" и открыл два рода электрического взаимодействия электричества (зарядов) – притяжение и отталкивание [1, 2]. Позже великим американским физиком и государственным деятелем Бенджамин Фрэнклином (1706-1790 гг.) эти два вида электричества были соответственно названы "положительным" и "отрицательным" электричеством. Интересно отметить, что Б. Франклин при этом исходил из понятия "электрического флюида" одного вида (унитарная теория электричества Франклина) [1, 2, 4]. Избыток "электрического флюида" в теле, согласно его описательной унитарной теории электричества, обуславливал положительный ("+") электрический заряд этого тела, а недостаток – отрицательный ("–") электрический заряд тела. Добавим к этому то, что в 1759 году английский физик Роберт Симмер (1707-1763 гг.) разработал описательную теорию, согласно которой в любом физическом теле имеется одновременно два вида электричества – положительное ("+") и отрицательное ("–") электричество (дуальная теория электричества Симмера) [1, 4]. Согласно современным физическим воззрениям знак электрического заряда тела (положительный "+" или отрицательный "–") определяется соответственно недостатком или избытком на его поверхности свободных электронов, элементарный отрицательный заряд e_0 которых равен $1,602 \cdot 10^{-19}$ Кл [7]. Поэтому физически достоверно можно говорить о том, что "электрическую материю" или "атомы электричества", в качестве которых в земной природе выступают свободные электроны [8], накапливает в избытке отрицательно заряженное тело. Качественным аналогом этим электрическим терминам из области электростатики и электродинамики может служить измененное понятие Б. Франклина для положительного "электрического флюида" на своеобразный отрицательный "электрический флюид" или "электронный газ". Именно поверхностная плотность этих электрических зарядов (свободных электронов) на физическом теле с заданной и неизменной величиной и геометрической формой его наружной поверхности определяет уровень скопившегося на нем элект-

рического заряда и соответственно уровень напряженности электрического поля вблизи этого тела.

Физически правильно объяснив действие "лейденской банки", Б. Франклин в 1749 году изобрел первый в мире плоский конденсатор, запасающий электрическую энергию [1, 2]. Данный вид простейшего конденсатора с плоскими металлическими обкладками состоял всего из двух параллельных и прижатых друг к другу тонких медных пластин, разделенных между собой тонкой стеклянной прослойкой. В настоящее время существенно усовершенствованная конструкция такого типа электрического конденсатора нашла широкое применение в электротехнике и высоковольтной импульсной технике [9, 10].

2. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВЫХ ЭЛЕКТРИЗАЦИОННЫХ МАШИН И АППАРАТОВ

Для проведения достаточно сложных и длительных физических опытов с электричеством его исследователям были нужны достаточно мощные и сравнительно быстро подготавливаемые к работе генераторы и накопители электрических зарядов. На смену заряжаемых трением об сухую шелковую ткань стеклянных цилиндрических палочек (стержней) и трубочек пришли электризационные машины английского физика-экспериментатора Франсиса Гауксби (1666-1713 гг.) и английского механика Джессе Рамсдена (1735-1800 гг.). Первая из них (рис. 2), разработанная в 1706 году, имела в своем составе электрически заряжаемый за счет трения вращающийся стеклянный шар [3, 4].

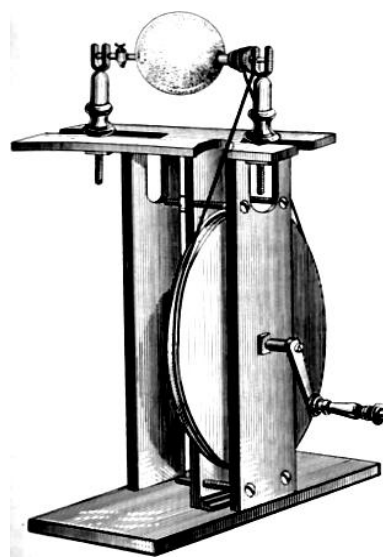


Рис. 2. Электризационная машина Гауксби со стеклянным шаром [3]

Вторая машина (рис. 3), созданная в 1766 году, содержала механически вращаемые и электрически заряжаемые трением стеклянные диски [3, 4]. Успехи в области электростатики и электризации физических тел, достигнутые многими учеными-электрофизиками в США (например, Б. Франклином), Германии (например, Георгом Бозе), Англии (например, Р. Симмером), Италии (например, Алессандро Вольтой) и России (например, Георгом Рихманом и Францем Эпинусом), способствовали изобретению во второй половине 18-го столетия электрофорной машины (электрофора) – искусственного генератора электростатического электричества, основанного на практическом использовании в электротехнике физического явления электростатической индукции [1, 4].

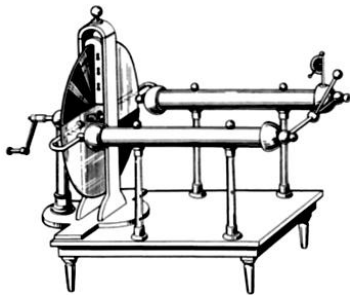


Рис. 3. Электризационная машина Рамдена со стеклянными дисками [3]

Заметим, что согласно истории физики российский ученый Франц Эпинус (1724-1802 гг.), существенно развивший физические взгляды Б. Франклина на электричество, оказался вторым после известного русского физика Георга Рихмана (1711-1753 гг.), трагически погибшего при исследованиях атмосферного электричества, профессиональным электрофизи-ком в Петербургской Академии наук [1, 2, 4].

Изобретение электрофора, содержащего не менее двух изолированных от земли электродов и вырабатывающего статическое электричество за счет указанного выше явления электростатической индукции, датируется 1775 г. Великая честь и приоритет в создании этого важного изобретения в области электричества принадлежат выдающемуся итальянскому физику Алессандро Вольте (1745-1827 гг.) [3]. На рис. 4 приведен общий вид электрофора Вольты [1, 3].



Рис. 4. Электрофор Вольты [3]

Необходимо указать, что в электрофоре один из электродов выполняется из диэлектрического материала с развитой поверхностью (как правило, плоской), а другой, с которого снимаются наведенные электрические заряды, – из блочного (литого) или листового металла. Диэлектрический электрод электрофора путем механического натирания (за счет трения об мягкую ткань) его поверхности, обращенной к одной из поверхностей рядом расположенного с ним металлического электрода (как правило, плоской конфигурации), приобретает электрический заряд той или иной полярности.

Данный заряд диэлектрического электрода практически не расходуется. Он служит только для разделения через изоляцию электрических зарядов в находящейся рядом с диэлектрическим электродом (как правило, закрепленном над ним на диэлектрических растяжках) плоском металлическом электроде. Данное разделение электрических зарядов в плоском металлическом электроде, изолированном от заряженного плоского диэлектрического электрода, осуществляется за счет указанного выше явления электростатической индукции в двухсвязной системе физическими

тел. Вот почему изобретенный в Италии электрофор часто называли "*electroforo perpetuo*" (в переводе с латинского языка – "*вечный электроноситель*") [1, 3]. Россия, как известно из истории, всегда славилась своим максимализмом, в том числе и в области техники. Согласно [4, 11] в 1776 г. электрофор небольших размеров был в австрийской столице г. Вене приобретен Петербургской Академией наук (сокращенно ПАН, в дальнейшем Российской Академией наук – РАН) для своего физического кабинета. В том же году знаменитый русский механик этой известной во всем мире ПАН И.П. Кулибин (1735-1818 гг.) по указанию российской императрицы Екатерины II изготовил самый большой в мире по своим размерам электрофор. В 1777 г. разработанная конструкция и работа этого "царь-электрофора" были описаны в научных трудах ПАН [4, 12]. Он состоял из двух прямоугольных пластин-электродов с закругленными краями и плоскими рабочими поверхностями. Нижний неподвижный диэлектрический электрод в плане имел размеры $2,7 \times 1,4 \text{ м}^2$ [4, 11]. На его изготовление было израсходовано 74 кг сосновой смолы и 32 кг сургуча. Верхний подвижный металлический электрод, подвешенный над нижним диэлектрическим электродом на сухих шелковых веревках, поднимался и опускался посредством системы блоков. Зарядив нижний диэлектрический электрод путем натирания (трения) сухой мягкой тканью его плоской рабочей поверхности и приблизив к нему верхний металлический электрод также с двумя плоскими и противоположно расположенными рабочими поверхностями, исследователи электрических явлений добивались разделения электрических зарядов противоположной полярности на плоских противоположных поверхностях верхнего металлического электрода. Прикоснувшись заземленным металлическим проводом к верхней плоской поверхности этого металлического электрода, они отводили заряд одной полярности его приповерхностных слоев в землю. В результате таких действий верхний металлический электрод оказывался электрически полностью заряженным. Причем, электрический потенциал его наружных поверхностей оказывался противоположного знака относительно знака электрического заряда нижнего диэлектрического электрода. Проявлявшая интерес к электричеству российская императрица, ее придворные и ученые-электрофизи-ки любовались проявлением электричества (огромными сверкающими искрами) при разряде верхнего заряженного описанным путем плоского металлического электрода электрофора на землю.

3. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВЫХ ИСТОЧНИКОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА

Первым источником постоянного электрического тока в мировой истории электричества стал гальванический "Вольтов столб", первая действующая лабораторная модель которого была построена в 1800 г. [1, 2]. На рис. 5 приведен внешний вид такой исторической модели "Вольтова столба" [3]. Назван он был в честь знаменитого автора этого выдающегося изобретения в истории человечества – итальянского физика Алессандро Вольты. В истории физики считается, что именно с изобретения этого "Вольтова столба" и берет свое начало новая эпоха в развитии человечества – эпоха электричества. В 19-ом столетии (в физике оно получило название века электричества) еще на "заре" наступления этой эпохи, когда электротехника выделилась из области физики в самостоятельную

отрасль науки, знаменитый французский физик Франсуа Араго (1786-1853 гг.) написал следующее [1, 2]: *"«Вольтов столб» был самым замечательным прибором, когда-либо изобретенным людьми, не исключая телескопа и паровой машины"*. В ходе своих многолетних экспериментальных исследований в период с 1794 по 1800 годы А. Вольта установил [1, 13], что если взять две круглые тонкие металлические пластины (например, из меди или цинка) и разделить их тонкой суконной прокладкой или бумажным картоном, пропитанным жидким электролитом (например, раствором поваренной соли или нашатыря), то такое простейшее электротехническое устройство способно вырабатывать на его крайних электродах электрические заряды и потенциалы определенной полярности, а при их (электродов) замыкании на внешнюю электрическую цепь, состоящую из проводников, оно (это устройство) будет являться источником гальванического (постоянного) электрического тока (рис. 6).

Следует заметить, что А. Вольта разделил проводники любой электрической цепи на два основных класса [2]: первый класс – твердые металлы и второй класс – проводящие жидкости (электролиты). А. Вольта в свое время написал [2]: *"Если проводник второго класса находится в середине и соприкасается с двумя проводниками первого класса из двух различных металлов, то вследствие этого возникает электрический ток того или иного направления"*.



Рис. 5. Внешний вид исторического образца первого в мире источника постоянного электрического тока – гальванического "Вольтова столба", ставшего музейным экспонатом (Италия) [3]

В первом "Вольтовом столбе", состоящем всего из 30 пар круглых медных и цинковых пластинок, разделенных смоченными в солевом растворе суконными прокладками, было использовано вертикальное размещение его элементов (см. рис. 5, 6). По настоящему предложению самого А. Вольты данное простейшее электротехническое устройство, вырабатывающее постоянный электрический ток, было названо "гальваническим элементом" в честь знаменитого итальянского ученого-физиолога Луиджи Гальвани (1737-1798 гг.), первым открывшего физиологическое действие электрического тока на биологические объекты (например, на лапки лягушки [2]). Соответственно и постоянный электрический ток, вырабатываемый таким "гальваническим элементом", получил в дальнейшем название "гальванического тока". Здесь интересно и важно отметить то обстоятельство, что А. Вольта при описании результатов своих электрических опытов, связанных как с действием на мышцы лягушки электричества (в ходе этих опытов он значительно развил исследования

своего выдающегося соотечественника Л. Гальвани по "животному" электричеству), так и изобретением своего "гальванического элемента" – "Вольтова столба" (сам первоначально он называл его "электрическим органом" [2]), уже пользовался таким электротехническим термином как "замкнутая цепь электрического тока".

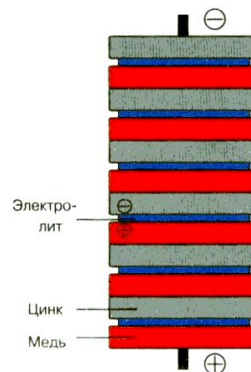


Рис. 6. Схематическое устройство первого гальванического "Вольтова столба" [13]

При описании физического механизма действия электричества на биологические объекты А. Вольта писал [2]: *"Я убежден, что все действие электричества возникает первоначально вследствие прикосновения металлов к какому-либо влажному телу или к самой воде. В силу такого соприкосновения электрический флюид гонится в это влажное тело или в воду от самих металлов – от одного больше, от другого меньше. При установлении непрерывного сообщения между соответствующими проводниками этот флюид совершает постоянный круговорот"*. Требуется заметить, что во время научно-технической деятельности А. Вольты такой элементарный носитель отрицательного электричества в проводниках как электрон открыт еще не был (его открытие было совершено выдающимся английским физиком Джоозефом Томсоном (1856-1940 гг.) лишь в 1897 году [1, 2]). Поэтому ничего удивительного нет в том, что А. Вольта при описании протекания постоянного электрического тока в проводниках замкнутой цепи "гальванического элемента" пользовался, как и Б. Франклин, принятым на тот период состоянием физической науки понятием "электрического флюида". Удивительное, по мнению автора, здесь состоит в другом и именно в том, что в золотой век электричества (в указанный 19 век – век установления основных законов электричества), когда еще не было достоверно экспериментальным путем установлено микроскопическое строение вещества (в том числе его атомов и молекул) и соответственно окружающей нас разнообразной материи, пионеры-академики научного исследования электрических явлений в природе (в их академическом ряду был и выдающийся итальянский физик А. Вольта) обладали потрясающей научной интуицией, позволявшей им в целом физически правильно, глядя с наших современных научных вершин, объяснять те или иные электрофизические процессы, протекающие в макроскопических телах. Физические принципы, заложенные А. Вольтой при изобретении им своего "Вольтова столба", в дальнейшем получили свое логическое развитие при создании более мощных генераторов электрического тока [1, 9, 10, 13]. Поэтому само собой естественным и закономерным выглядит тот важный научно-исторический факт, что единице электрического напряжения благодарное человечество

во за великий научный вклад в теорию и практику электричества присвоило имя выдающегося итальянского физика А. Вольты – **Вольт** (сокращенно **В**).

На рис. 7 приведен общий вид первого гальванического химического элемента с деполяризатором, устойчиво вырабатывающего постоянный электрический ток и изобретенного в 1836 г. английским ученым Джоном Даниэлем (1790-1845 гг.). Данный гальванический элемент содержал коаксиально размещенные медные *T* и цинковые *Z* цилиндрические электроды [3]. Заметим, что гальванические элементы Даниэля на электрическое напряжение в единицы вольт были успешно использованы выдающимся российским физиком Эмилием Ленцем (1804-1865 гг.) при установлении им в 1842 году фундаментального закона теплового действия электрического тока (закон Джоуля – Ленца) [1, 2]. Отметим, что в 1839 г. Дж. Даниэль от электрической батареи, собранной из 70-ти последовательно-параллельно соединенных между собой указанных гальванических элементов, получил весьма интенсивную электрическую дугу [3].

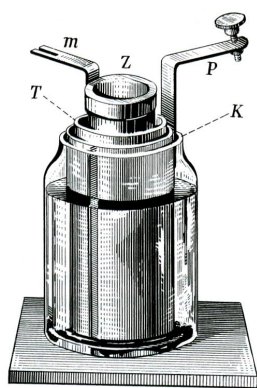


Рис. 7. Внешний вид гальванического химического элемента Даниэля [3]

4. ИЗОБРЕТЕНИЕ ПЕРВЫХ КРУТИЛЬНЫХ ВЕСОВ

Выдающийся французский физик и военный инженер Шарль Кулон (1736-1806 гг.) в 1781 г., исследуя кручение шелковых и металлических нитей, установил законы их упругого кручения. При этом он, в частности, определил, что сила закручивания нити зависит от материала, из которого она сделана, и что она пропорциональна углу закручивания и четвертой степени диаметра нити, а также обратно пропорциональна длине нити [1, 3]. Исходя из этих закономерностей, Ш. Кулон в 1784 г. изобрел (построил) физический прибор для измерения механической силы – крутильные весы [1, 14]. С помощью данных весов (рис. 8) он в 1785 г. экспериментально установил основной фундаментальный закон электростатики – закон Кулона [1, 3, 7]. Согласно рис. 8 конструкция крутильных весов содержала вертикальную нить, на которой был подвешен легкий уравновешенный рычаг. Измеряемые в этих весах силы (в том числе и электрические от действия зарядов) действуют на концы этого рычага. Из-за действия этих сил рычаг весов поворачивается в горизонтальной плоскости. Стрелка на конце рычага указывает на круговой циферблат величину измеряемой силы. Важно отметить, что французский физик Ш. Кулон заложил основы магнитостатики. В 1785 г. он сконструировал один из первых магнитометров. Выдвинул гипотезу явления магнетизма, согласно которой магнитные свойства физических тел связаны с их молекулами. Предположил, что в процессе намагничивания каждая

молекула физического тела становится поляризованной. В 1788 г. он распространил указанный выше закон взаимодействия точечных электрических зарядов на взаимодействие точечных магнитных полюсов. В знак его больших научных заслуг перед человечеством в области электричества международное научное сообщество присвоило единице электрического заряда имя французского физика-экспериментатора Ш. Кулона – **Кулон** (сокращенно **Кл**).

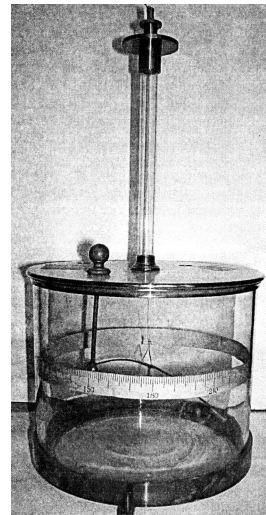


Рис. 8. Весы Кулона 19-го столетия, хранящиеся в настоящее время в музее физической техники и эксперимента при Томском политехническом университете (Россия) [14]

5. ИЗОБРЕТЕНИЕ МАГНИТНОГО КОМПАСА

Считается, что первый магнитный компас (название этого прибора произошло от итальянского слова "compasso" – "прибор для ориентирования относительно сторон горизонта" [15]) был изобретен в Китае примерно в 1000 г. до н. э. [16]. Первые магнитные компасы содержали легкие продолговатые магнитные тела, плавающие в изоляционном (например, фарфоровом) сосуде с водой и ориентирующиеся своими краями вдоль земного магнитного меридиана. Благодаря этому выдающемуся изобретению, прежде всего, китайские мореплаватели получили в край необходимое техническое средство для навигации. На рис. 9 приведен общий вид реконструкции старинного, но существенно усовершенствованного китайского компаса, уже содержащего в своем немагнитном корпусе магнитную стрелку, вращающуюся на острие в центре круга (лимба). Магнитный компас явился простейшим типом компаса, надежно указывающего направление географических сторон земного света.



Рис. 9. Внешний вид старинного китайского магнитного компаса [16]

6. ИЗОБРЕТЕНИЕ ПЕРВЫХ МОЛНИЕОТВОДОВ

В истории физики принято, что изобретателем первого молниеотвода считается великий американский физик Бенджамин Франклин [1, 2]. Именно он впервые высказал, а затем экспериментально с помощью своего знаменитого опыта в воздушной предгрозовой атмосфере с воздушным змеем доказал гипотезу, что молния представляет собой длинный электрический разряд на землю наэлектризованных туч. В 1750 г. Б. Франклин на основе результатов своих исследований в области искусственного (созданного человеком) и естественного (атмосферного) электричества изобрел свой первый молниеотвод – простое устройство, предназначенное для надежной защиты зданий и технических сооружений от воздействия молнии [1, 2]. Данное устройство представляло собой вертикально установленный длинный заостренный вверху металлический стержень, возвышающийся над защищаемым объектом и хорошо электрически соединенный с землей. Имеются отдельные исторические данные, свидетельствующие о том, что еще в древнем Китае по углам жилых домов китайцев над их крышами устанавливались драконы-молниеотводы с обращенными к небу их литыми металлическими языками-жалами, соединенными со спускающимися вниз и расположенными внутри них (драконов) металлическими сердечниками (стержнями), нижние концы которых были глубоко закопаны в землю [17].

7. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВОЙ МОЩНОЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ БАТАРЕИ

Первая мощная электрическая батарея была построена в 1802 году знаменитым российским физиком Василием Владимировичем Петровым (1761-1834 гг.) на кафедре физики Санкт-Петербургской Медико-хирургической академии [1, 2]. Эта батарея содержала 2100 горизонтально расположенных в четырех сухих деревянных ящиках гальванических элементов, каждый из которых состоял из тонких медного и цинкового кружков диаметром 38 мм, разделенных между собой тонкой картонной прокладкой, пропитанной нашатырем. Каждые десять таких элементов стягивались между собой и образовывали секцию. Все секции затем при помощи медных скоб последовательно соединялись друг с другом и отделялись от деревянного корпуса батареи сургучом. Общая длина созданной В.В. Петровым электрической батареи составляла 12 м. Испытываемые на данной батарее тела (объекты испытаний) размещались на деревянном столике со стеклянными ножками (для изоляции от земли). В мае 1802 г. В. Петровым с помощью этой батареи была впервые в мире открыта электрическая дуга [1, 2].

8. ИЗОБРЕТЕНИЕ И РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Первая лабораторная модель электрического трансформатора, предназначенная для исследования индуцирования электрического напряжения и соответственно импульсного электрического тока (тока "броска") во вторичной обмотке при замыкании (размыкании) электрической цепи первичной обмотки, подключенной к гальванической батарее постоянного напряжения, была создана в 1831 г. английским физиком М. Фарадеем [1, 6]. В этой электротехнической модели М. Фарадеем был применен железный сердечник в виде кольца (тора), на который с диаметрально противоположных сторон были намотаны две изолированные друг от друга и от сердечника обмотки. Первичная обмотка при этом была соединена че-

рез механический коммутатор с источником постоянного тока, а вторичная – с гальванометром для фиксации токового "броска". Исторически такая модель фактически электрического трансформатора была названа "кольцом Фарадея" [1, 6]. Считается, что именно эта лабораторная модель М. Фарадея является первой в мире моделью электрического трансформатора. В 1851 г. немецкий изобретатель Генрих Румкорф (1803-1877 гг.) создал индукционную катушку ("катушку Румкорфа"), являющуюся по существу высоковольтным электрическим трансформатором [3]. Катушка Румкорфа позволяла генерировать токи высокой частоты. С помощью данной катушки и ее выходного электрического напряжения амплитудой в десятки киловольт Г. Румкорф получал в воздухе электрические искры длиной до 0,5 м. Определенные успехи в разработке трансформаторов были сделаны в 1887 г. американским инженером Джорджем Вестингаузом (1846-1914 гг.) [1, 3]. В разработке и усовершенствовании электрических трансформаторов выдающихся успехов добился гениальный хорватско-американский электротехник Никола Тесла (1856-1943 гг.), который в 1891 г. изобрел высокочастотный резонансный трансформатор ("трансформатор Теслы") [1-3]. На рис. 10 приведен общий вид трансформатора Теслы, используемого им в 1899 г. при генерировании в высокогорной Колорадской научной лаборатории (США) импульсов электрического напряжения мегавольтного диапазона [1, 2]. Данные импульсы напряжения в конце 19-го столетия Н. Теслой применялись для формирования и исследования в воздушной атмосфере длинных грозовых электрических разрядов. В 1890 г. работавшим в Германии выдающимся российским электротехником Михаилом Доливо-Добровольским (1862-1919 гг.) был изобретен трехфазный электрический трансформатор переменного тока с параллельными магнитными стержнями (магнитопроводами), размещенными в одной плоскости [2, 13]. Данная конструкция трехфазного трансформатора с замкнутым магнитопроводом броневое типа оказалась настолько удачной, что она практически без принципиальных изменений применяется в низко- и высоковольтной технике и электроэнергетике разных стран мира и по сей день.



Рис. 10. Внешний вид мощного высоковольтного резонансного трансформатора Теслы (на стуле рядом с трансформатором и искрами сидит сам автор этого изобретения) [2, 3]

На рис. 11 показан общий вид современного трехфазного трансформатора небольшой мощности, в котором применяются физические идеи и технические решения М. Доливо-Добровольского еще 19-го века.

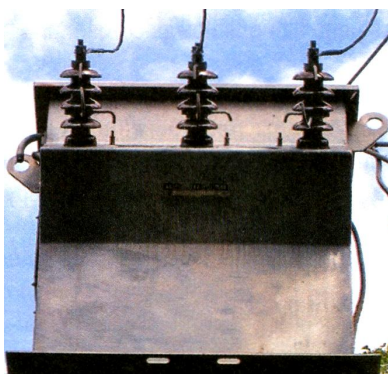


Рис. 11. Внешний вид понижающего трехфазного трансформатора переменного тока, установленного в полевых условиях на опорах линии электропередачи [13]

На рис. 12 приведен общий вид выемной высоковольтной электрической части современного мощного трехфазного трансформатора переменного тока, обычно работающей в жидкой изоляционной среде охлаждаемого естественным или принудительным путем трансформаторного масла [2, 9, 18]. В данном трансформаторе также с успехом были применены пионерские технические идеи выдающегося российского электротехника М. Доливо-Добровольского. Мощные трехфазные трансформаторы конструктивного исполнения, показанного на рис. 12, в настоящее время находят широкое применение на электрических подстанциях (рис. 13), осуществляющих соответствующее преобразование переменного электрического напряжения (тока) под разнообразные требования широкого числа потребителей электроэнергии.



Рис. 12. Внешний вид внутренней выемной электрической части современного мощного трехфазного электрического трансформатора переменного тока [13]



Рис. 13. Внешний вид оборудования современной мощной подстанции, преобразующей электроэнергию в соответствии с требованиями ее различных потребителей [13, 18]

9. ИЗОБРЕТЕНИЕ И РАЗРАБОТКА ПЕРВЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Первая лабораторная модель электродвигателя была создана в 1821 г. английским физиком Майклом Фарадеем [3, 6]. Первую практическую модель электродвигателя с круговым вращением вала (якоря или

ротора двигателя) в 1834 г. создал известный российский электротехник Борис Якоби (1801-1874 гг.) [3, 6]. В 1859 г. итальянским физиком и изобретателем Антонио Пачинотти (1841-1912 гг.) был построен электродвигатель с кольцевым зубчатым якорем, а в 1860 году – двигатель постоянного электрического тока с коллектором ("кольцевой электродвигатель Пачинотти"), общий вид которого приведен на рис. 14. При этом А. Пачинотти была показана возможность его преобразования в динамомашину постоянного тока [3]. Важным прогрессивным шагом в развитии электромашин стало изобретение в Германии в 1890 году талантливым российским электротехником М. Доливо-Добровольским трехфазного асинхронного электродвигателя переменного тока, содержащего распределенную по статору обмотку и короткозамкнутую обмотку ротора [3, 6]. Этот тип электродвигателя с рядом существенных усовершенствований сейчас является основной составной частью широкой промышленной номенклатуры электродвигателей. Кроме того, М. Доливо-Добровольский разработал (изобрел) и поныне широко используемые в силовом электромашиностроении электрические схемы включения фазных обмоток электродвигателей и электрогенераторов "звездой" и "треугольником" [3].

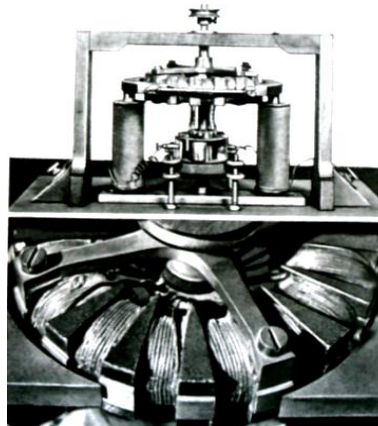


Рис. 14. Кольцевой электродвигатель Пачинотти [3]

Много прогрессивных разработок в области создания многофазных (преимущественно двухфазных) электродвигателей совершил гениальный хорватско-американский электротехник Н. Тесла, открывший в 1888 году независимо от итальянского физика и электротехника Галилео Феррариса (1847-1897 гг.) явление вращающегося магнитного поля [2, 3]. В 1888 г. Г. Феррарисом был сконструирован электрический мотор (электродвигатель), в котором (рис. 15) уже использовалось вращающееся магнитное поле.

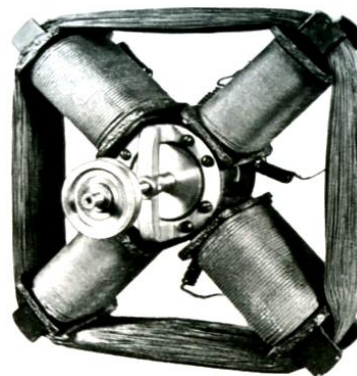


Рис. 15. Внешний вид электромотора Феррариса [3]

10. ИЗОБРЕТЕНИЕ И РАЗРАБОТКА ПЕРВЫХ ЭЛЕКТРОГЕНЕРАТОРОВ

В 1831 г. М. Фарадеем на основе открытого им в том же году фундаментального закона электромагнитной индукции [1, 6, 19] была разработана и создана в "металле" первая модель униполярного электрогенератора, работа которого основывалась на круговом движении плоского металлического проводника (диска) вокруг полюсов стального магнита с постоянным магнитным полем. Со временем эта конструкция униполярного электрогенератора М. Фарадеем была усовершенствована и в ней вместо обыкновенного постоянного магнита появился уже электромагнит постоянного тока (постоянный магнит снаружи был окружен витками катушки с постоянным электрическим током). На рис. 16 приведен внешний вид такой модели электрогенератора того далекого для нас времени (так называемого "диска Фарадея"). Из данных рис. 16 видно, что в электрогенераторе Фарадея (униполярной динамомашине) между жестко закрепленными полюсами электромагнита в вертикальной плоскости на горизонтальной оси вращался тонкий медный диск. Скользящие контакты у периферии и центра этого вращающегося диска снимали возникающее на диске электрическое напряжение и отводили генерируемый при круговом вращении диска данного электрогенератора радиальный постоянный электрический ток к внешней цепи, содержащей электрическую нагрузку (например, гальванометр) [1, 6].

В 1832 г. французский изобретатель Ипполит Пикси (1808-1835 гг.) построил первый в мире генератор переменного тока, использующий закон электромагнитной индукции, открытый в 1831 г. английским физиком М. Фарадеем [1, 6, 7]. На рис. 17 представлен общий вид созданного И. Пикси генератора переменного тока. Используя коммутатор великого французского физика Андре Ампера (1775-1836 гг.), кстати введшего в теорию электричества термин "электрический ток", или созданный им самим в 1832 году коллектор для выпрямления переменного электрического тока, он (И. Пикси) во внешней электрической цепи показанного на рис. 17 генератора мог получать и постоянный электрический ток [3].



Рис. 16. Внешний вид исторического образца знаменитого "диска Фарадея" – первого в мире униполярного электрического генератора, хранящегося сейчас в музее Британского Королевского института (Англия) [6]

В 1833 г. Риччи в электромашину генераторного типа был введен коллектор и применен постоянный магнит с токовой обмоткой – электромагнит [20]. Из-

вестный немецкий электротехник и изобретатель Вернер Сименс (1816-1892 гг.) в 1867 г. независимо от Риччи (его разработки были ему не известны) предложил заменить в индукционных электрических машинах стальные магниты на электромагниты [3]. В. Сименсом также в 1867 г. независимо от других электротехников (А. Йедлика и Ч. Уитстона) был разработан электрогенератор с самовозбуждением [1, 3].

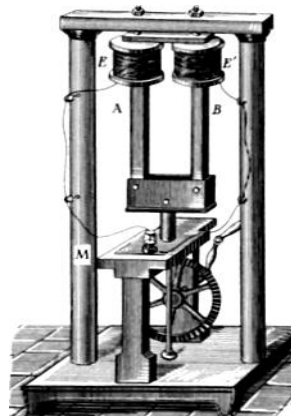


Рис. 17. Магнитоэлектрический генератор Пикси [3]

В 1869 г. известный французский электротехник и изобретатель Зеноб Грамм (1826-1901 гг.) изобрел кольцевой якорь для электрической машины, обеспечивающий получение постоянного электрического тока в созданной им электромашине ("машине Грамма"), общий вид которой приведен на рис. 18 [3].

Кроме того, французский умелец-изобретатель З. Грамм прославился созданием в 1871 г. генератора постоянного тока ("машины с кольцом Грамма"), а также постройкой в 1877 г. генератора переменного электрического тока с кольцевым якорем.



Рис. 18. Электрическая машина Грамма [3]

В 1873 г. немецкий электротехник Фридрих Хефнер-Альтенек (1845-1904 гг.) заменил кольцевой якорь в динамомашине на изобретенный им барабанный якорь, существенно упростивший ее конструкцию в целом и позволявший сравнительно легко увеличивать ее мощность [3]. Отметим, что подобная электрическая машина практически и стала прототипом для современных электрогенераторов [1, 6]. В 1888 году выдающимся российским электротехником М. Доливо-Добровольским в Германии был построен первый электрогенератор трехфазного переменного тока с вращающимся магнитным полем, основные принципиальные электротехнические идеи и решения которого и поныне широко используются во всем мире в теории и практике электрических машин [1, 3].

11. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВОЙ ЛИНИИ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ

Первые электростанции, содержащие подсоединенные к паровой машине с турбиной электрогенераторы, были предназначены для снабжения электроэнергией отдельных объектов (например, предприятий и жилых домов), расположенных вблизи этих станций. Со временем в электроэнергетике возникла проблема передачи электрической энергии от ее производителя (электростанции) к ее потребителям, размещенным на удаленных территориях. Исторически так сложилось, что данный вопрос остро возник перед организаторами Международной электротехнической выставки, проводимой в 1891 г. в немецком городе Франкфурте. Для энергообеспечения этой выставки, целью которой была как раз демонстрация передачи и распределения электроэнергии в различных электросхемах ее потребителей, был срочно необходим достаточно мощный источник электрической энергии. Место проведения выставки было расположено не так далеко (всего в 170 км) от немецкого города Лауфен, в котором была техническая возможность быстрого сооружения такого источника электроэнергии – небольшой гидроэлектростанции [13]. За решение данного вопроса взялся известный российский электротехник М. Доливо-Добровольский, работавший тогда в немецкой электротехнической фирме "AEG" [2, 13]. За короткое время под руководством М. Доливо-Добровольского в Лауфене была построена небольшая гидроэлектростанция мощностью 300 л.с. (около 0,22 МВт [7]). Гидротурбина данной станции вращала вал (ротор) электротурбогенератора трехфазного переменного тока конструкции М. Доливо-Добровольского, указанной ранее в разделе 10. На рис. 19 приведен общий вид генераторного зала подобной электростанции в немецком городе Лауфен того исторического периода времени [13, 16].

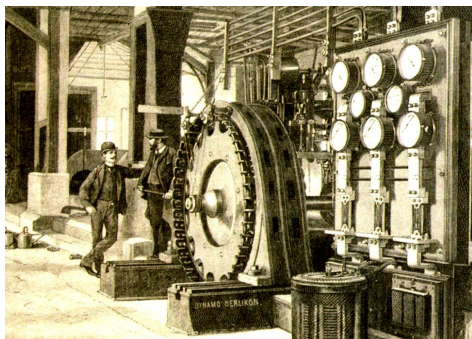


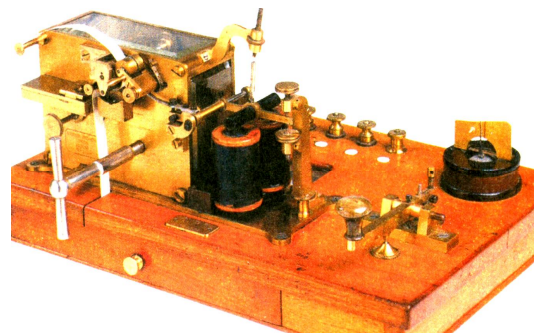
Рис. 19. Электрогенераторы в Лауфене периода 1891 г. (Германия) [13]

От установленных вблизи гидроэлектростанции в Лауфене двух повышающих электрических трансформаторов на выходное электрическое напряжение 15 кВ начиналась сооруженная по проекту уже не один раз нами упомянутого российского электротехника М. Доливо-Добровольского воздушная трехпроводная линия электропередачи (ЛЭП) длиной 170 км, заканчивающаяся во Франкфурте также двумя, но только понижающими электрическими трансформаторами. 25 августа 1891 г. от Лауфенской гидроэлектростанции и указанной ЛЭП на открытии Международной электротехнической выставки в городе Франкфурте одновременно вспыхнули электролампочки накаливания в количестве около 1000 штук. Кроме того, в этот день посетителям этой электротехнической выставки был продемонстрирован искусственный водопад высотой 10 м, приводимый в дейст-

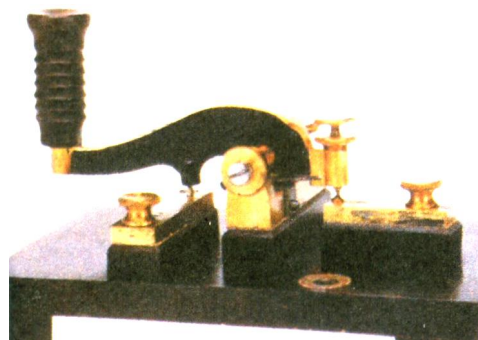
вие трехфазным асинхронным электродвигателем переменного тока конструкции все того же М. Доливо-Добровольского, указанной выше в разделе 9 [13].

12. ИЗОБРЕТЕНИЕ И РАЗРАБОТКА ПЕРВЫХ АППАРАТОВ ПРОВОДНОГО ТЕЛЕГРАФА

Первыми были созданы аппараты проводного "стрелочного телеграфа", в которых при нажатии оператором клавиш и при прохождении по цепи электрического тока поворачивались соответствующие магнитные стрелки, положения которых и укрепленных над ними бумажных флажков отвечали определенным буквам и цифрам [13, 21]. Вначале в 1835 г. такой "стрелочный телеграф" был изобретен российским ученым Павлом Шиллингом, а затем в 1837 г. стрелочный телеграфный аппарат Шиллинга был усовершенствован английским изобретателем Уильямом Куком, аппарат которого давал уже возможность передавать по воздушной телеграфной линии отдельные буквы, из которых складывались слова. Для применения телеграфа в качестве надежного средства связи требовались аппараты, способные записывать передаваемую информацию. Такой телеграфный аппарат с самопишущим устройством был создан в 1837 г. американским изобретателем Сэмюэлем Морзе (1791-1872 гг.) [3, 13]. В телеграфном аппарате Морзе передача и прием информации осуществлялись при помощи разработанного им универсального кода, ставшего вскоре международным "языком" связи. Каждая буква в этом коде ("азбуке Морзе") была закодирована в виде последовательности длинных ("тире") и коротких ("точка") электрических сигналов. Телеграфист на одном конце линии выстукивал эти сигналы с помощью специального ключа (рис. 20,б), а на ее другом конце и приемном аппарате (рис. 20,а) эти сигналы и соответственно указанные значки ("тире" и "точки") наносились на подвижную узкую бумажную ленту и потом расшифровывались оператором телеграфной станции.



а



б

Рис. 20. Приемник (а) и ключ (б) проводного электротелеграфа американского изобретателя Морзе [13]

Первая воздушная телеграфная линия длиной 64 км была проложена в 1839 г. между американскими городами Вашингтоном и Балтимором [3, 13]. Первая телеграмма С. Морзе по этой проводной линии связи содержала следующие слова из Библии [21]: *"Чудны дела твои, Господи"*. Отметим, что известный российский электротехник, академик (с 1848 года) Петербургской Академии наук Б. Якоби много сил отдал становлению проводной электротелеграфии в России [1, 21]. Начало этих электротехнических работ Б. Якоби ознаменовалось проведением под его руководством в 1841 г. первого российского электрического телеграфа между Зимним дворцом и Главным военным штабом в Петербурге.

В 1847 г. известным немецким электротехником и изобретателем В. Сименсом совместно с его немецким компаньоном С.И. Гальске был получен прусский патент на электрический телеграф, который был вскоре внедрен ими при сооружении в России телеграфной линии Петербург-Севастополь [1, 3]. В дальнейшем многие изобретатели мира активно работали над созданием в области проводного электрического телеграфа буквопечатающих аппаратов, способных записывать целые слова и предложения. В 1854 г. такой аппарат был сконструирован английским физиком и изобретателем Дэвидом Юзом (1831-1900 гг.) [3]. В 1912 г. в Германии был создан аппарат проводной телеграфии (рис. 21) с высокой скоростью передачи (до 100 знаков в минуту) [3, 13].

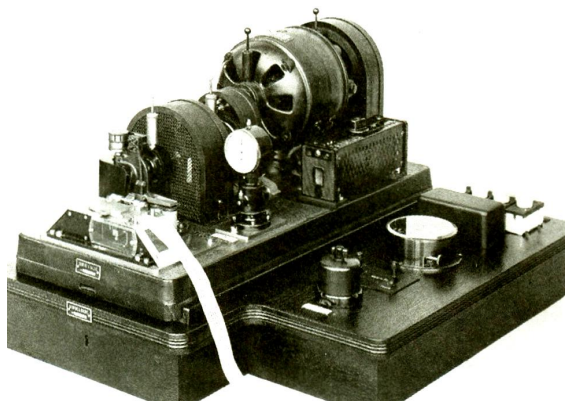


Рис. 21. Быстропечатающий проводной телеграфный аппарат начала 20-го века [13]

Телеграфный аппарат с проводной линией связи согласно рис. 21 был оснащен уже бумажной перфорированной лентой. Данный немецкий аппарат проводного телеграфа стал основой для улучшения европейской сети электросвязи в начале 20-го столетия.

13. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВЫХ ТЕЛЕФОННЫХ АППАРАТОВ

С изобретением проводного электротелеграфа определенным образом была решена задача передачи на дальние расстояния письменной информации. Тем не менее, общество остро нуждалось в таком средстве связи, которое было бы способно передавать на большое расстояние живой звук (например, человеческий голос или музыку). В 1876 г. американским изобретателем Александером Беллом (1847-1922 гг.) был создан телефонный аппарат, преобразующий звук в электрические сигналы, передаваемые по проводной линии [3, 13]. На рис. 22 приведен общий вид, а на рис. 23 – продольное сечение телефонной трубки Белла.

В 1917 г. Э. Венте предложил конденсаторный микрофон, а в 1924 г. немецкими физиками Э. Герлахом и В. Шоттки был разработан ленточный микрофон. Широко известный динамический катушечный микрофон для телефона был изобретен в 1931 г. Э. Венте и А. Тэрасом [3]. Первая в мире телефонная станция начала работать в 1878 г. С этого времени такие станции в больших количествах стали появляться почти во всех странах мира. Сначала эти станции обслуживали операторы-телефонисты. С 20-х годов прошлого столетия им на смену пришли автоматические телефонные станции (всем нам знакомые АТС), которые принимали, обрабатывали и передавали в автоматическом режиме по проводным телефонным линиям абонентов электрические сигналы напряжением до 30 В. Первый трансатлантический подводный телефонный кабель общей длиной около 4000 км, соединяющий Шотландию и Канаду, был успешно проложен только в 1956 г. [8, 22]. Для этого специалистам пришлось решить многие сложные электротехнические задачи (например, создать надежный подводный многожильный кабель и обеспечить поддержание передаваемых по кабелю быстро затухающих по его длине телефонных электрических сигналов на необходимом уровне).



Рис. 22. Телефонный аппарат Белла конца 19-го века [13]

Несмотря на широкое использование в настоящее время сотовой радиосвязи, проводные электрические сети традиционного стационарного телефона, восходящего к изобретению А. Белла, до сих пор остаются актуальными и востребованными людьми.

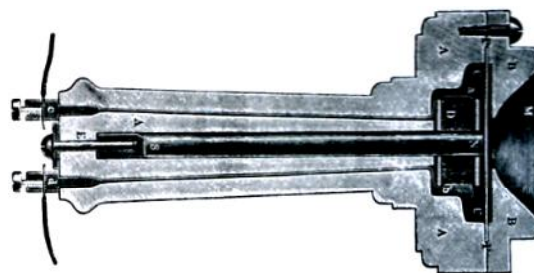


Рис. 23. Продольное сечение телефонной трубки Белла [3]

Необходимо заметить, что применение в проводной телефонии новых технологий (например, оптоволоконного кабеля, имеющего огромную пропускную способность по передаваемой информации [13]) делает ее конкурентоспособной по сравнению с новыми известными ныне в мире средствами связи.

14. ИЗОБРЕТЕНИЕ И РАЗРАБОТКА ПЕРВЫХ АППАРАТОВ РАДИОСВЯЗИ

Изобретение беспроводной электросвязи (радиосвязи) считается в мировой истории науки и техники наиболее значительным техническим достижением

начала 20-го столетия. В основе наиболее современного средства связи оказались результаты исследований двух выдающихся специалистов мира в области электро- и радиотехники – русского физика Александра Попова (1859-1906 гг.) и итальянского инженера Гульельмо Маркони (1874-1937 гг.). А. Попов в 1894 г. по аналогии с излучателем электромагнитных волн Г. Герца ("вибратором Герца") на основе указанной ранее высоковольтной индукционной катушки Румкорфа создал искровой генератор электромагнитных колебаний и когерер (этот термин происходит от латинского слова "*cohaerentia*" – "сцепление" [15]) – устройство, чувствительное к воздействию волн электромагнитного поля [2, 3]. В том же году он изобрел первую приемную проволочную радиоантенну (вертикально расположенный медный провод длиной 2,5 м) и радиоприемник (рис. 24), которые чутко реагировали на электрические разряды в воздушной атмосфере (на сильноточные грозовые разряды) [2, 3].

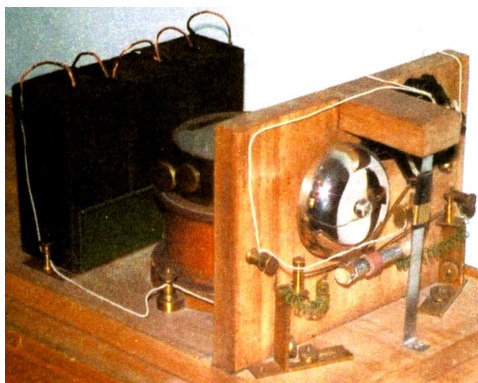


Рис. 24. Радиоприемник Попова конца 19-го века [13]

Этот радиоприемник-грозоотметчик явился первой в мире приемной радиостанцией. 7 мая 1895 г. А. Попов продемонстрировал работу своего грозоотметчика (радиоприемника) на заседании Русского физического общества и высказал идею о возможности применения данного грозоотметчика для передачи быстрых электромагнитных колебаний на расстояние [2, 3]. В 1896 г. А. Поповым на основе созданных им радиопередатчика и радиоприемника было сконструировано первое устройство для беспроволочной телеграфии, с помощью которых можно было осуществлять радиопередачу и радиоприем с применением известного кода Морзе. Первая в мире радиограмма, переданная 24 марта 1896 г. всего на расстояние 250 м в Петербурге с помощью изобретенного А. Поповым радиотелеграфа, содержала всего два слова – "*Генрих Герц*" [2, 3]. Г. Маркони 2 июля 1897 г. был получен английский патент на радиотехнический прибор (рис. 25) для передачи и приема радиоимпульсов, закрепляющий за ним приоритет в деле изобретения беспроволочной электросвязи – радиосвязи [1, 2]. Отметим, что на первом этапе своих работ в области беспроволочного телеграфа Г. Маркони в радиоприемнике применил электрическую схему, которая полностью соответствовала схеме А. Попова. В своем первом радиосообщении через Атлантический океан Г. Маркони передал и принял всего одну букву *S*, которая в азбуке Морзе соответствовала трем точкам. Чтобы поймать этот короткий радиосигнал в 1901 г., ему пришлось воспользоваться проволочной антенной длиной 122 м, один конец которой был поднят вертикально вверх при помощи воздушного шара [13]. Первый и действительный изобретатель радио, рус-

ский ученый-физик А. Попов своего выдающегося радиотехнического открытия, связанного с практическим применением электромагнитных волн для беспроволочной связи на малые и дальние расстояния, не патентовал ни в России, ни за рубежом. Г. Маркони добился значительного развития и широкого практического применения в мире нового беспроволочного способа электросвязи (радиосвязи).



Рис. 25. Беспроволочный телеграф (радиотелеграф) Маркони конца 19-го века (возле телеграфного аппарата сидит один из авторов этого выдающегося изобретения) [13]

Следует отметить, что немецким физиком Карлом Брауном (1850-1918 гг.) в 1898 г. был изобретен колебательный контур большой емкости и с малым затуханием ("цепь Брауна"), нашедший широкое применение в радиотехнике [3]. В 1900 г. он предложил разделить в радиопередатчике антенну и искровой разрядник, что привело к существенному улучшению его излучающих характеристик. К. Брауном в 1913 г. была изобретена применяемая и сейчас рамочная антенна. В 1909 г. Г. Маркони совместно с К. Брауном за пионерскую роль в развитии беспроволочной телеграфии (радиотелеграфии) и распространении в мире радио как средства связи была присуждена Нобелевская премия по физике [1, 3].

16. ИЗОБРЕТЕНИЕ И СОЗДАНИЕ ПЕРВОЙ ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ТРУБКИ

В 1897 г. упомянутым выше немецким физиком К. Брауном была изобретена электроразрядная катодная трубка, в которой движением ускоренных продольным электрическим полем открытых в том же году Дж. Томсоном электронов управляло поперечное электрическое поле ("трубка Брауна") [2, 3]. На рис. 26 показан общий вид такой катодной трубки, ставшей в радиотехнике и радиоэлектронике первой осциллографической электронно-лучевой трубкой (ЭЛТ).

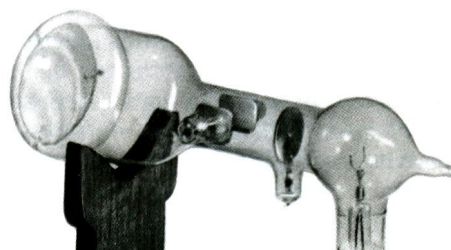


Рис. 26. Первая ЭЛТ конца 19-го века [3]

ЭЛТ с хорошо откакуированным внутренним объемом и тонкостенным стеклянным корпусом сложной геометрической формы является по существу усовершенствованной крупногабаритной радиолампой с низковольтным горячим катодом (источником электронов) и высоковольтным холодным анодом

(металлизированная боковая часть трубки вблизи толстостенного экрана с люминофором) [1, 2]. ЭЛТ со временем стала содержать электрическую (отклоняющие плоские пластины, на которые подается переменное напряжение) и магнитную (цилиндрические катушки с переменным током) системы управления электронным лучом. Данные системы отвечали за отклонение электронного луча в горизонтальном и вертикальном направлениях и надежно обеспечивали строчную и кадровую развертку электронного луча. Существенно усовершенствованная по сравнению с первыми образцами катодной трубки ЭЛТ нашла широкое применение в осциллографах, радиолокационных и навигационных приборах, лучевых кинескопах телевизоров и дисплеях ПЭВМ. Сейчас долго послужившей научно-техническому прогрессу ЭЛТ серьезную конкуренцию составляют жидкокристаллические и плазменные экраны радиоэлектронных устройств, характеризующиеся по сравнению с ЭЛТ более высокими технико-экономическими показателями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кудрявцев П.С. Курс истории физики. – М.: Просвещение, 1974. – 312 с.
2. 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.
3. Храмов Ю.А. История физики. – Киев: Изд-во "Феникс", 2006. – 1176 с.
4. Крыжановский Л.Н. Электростатическая индукция и электрофор в опытах XVIII в. // Электричество. – 1992. – №4. – С. 60-62.
5. Баранов М.И. Новый электрофизический подход по теоретическому обоснованию явления электростатической индукции в неподвижном металлическом проводнике // Электротехника и электромеханика. – 2010. – №2. – С. 27-32.
6. Баранов М.И. Майкл Фарадей и его научные заслуги перед человечеством // Электротехника и электромеханика. – 2009. – № 6. – С. 3-12.
7. Кухлинг Х. Справочник по физике / Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. – М.: Мир, 1982. – 520 с.
8. Баранов М.И. Электроны и земная цивилизация // Электротехника и электромеханика. – 2009. – № 5. – С. 3-12.
9. Техника больших импульсных токов и магнитных полей / Под ред. В.С. Комелькова. – М.: Атомиздат, 1970. – 472 с.
10. Бржезницкий В.О., Исакова А.В., Рудаков В.В. та ін. Техніка і електрофізика високих напруг: Навч. посібник / За ред. В.О. Бржезницького, В.М. Михайлова. – Харків: НТУ "ХПИ". – Тornado, 2005. – 930 с.
11. Ченакал В.Л. Электрические машины в России XVIII в. // Труды Института естествознания и техники. – 1961. – Том 43. – С. 50-111.
12. Électrophore perpétuel // Acta Academiae Scientiarum Imperialis Petropolitanae. – 1777. – Pars. 1. – P. 70-71.
13. Складенко В.М., Сядро В.В. Открытия и изобретения. – Харьков: Веста, 2009. – 144 с.
14. Постникова Е.И., Ларионов В.В., Лисичко Е.В. и др. Роль профессора Б.П. Вейнберга в развитии физики и техники в Сибири // История науки и техники. – 2010. – № 8. – С. 3-12.
15. Большой иллюстрированный словарь иностранных слов. – М.: Русские словари, 2004. – 957 с.
16. Климов А.А. Большая книга знаний. – Харьков: Веста, 2010. – 160 с.
17. Сикорский Г. Шляпка с громоотводом // Газета "Киевские Ведомости" от 2 октября 2008 г., С. 12.
18. Рассальский А.Н., Козик Н.Н., Левковский А.И. и др. Система мониторинга и управления для силовых трансформаторов // Новое в российской энергетике. – 2004. – № 6. – С. 24-30.
19. Баранов М.И. Электрофизический микромеханизм явления электромагнитной индукции в движущемся металлическом проводнике // Электричество. – 2010. – № 11. – С. 49-55.
20. Карцев В.П. Новеллы о физике. – М.: Знание, 1969. – 104 с.
21. Черников Ю.В. Электромагнитный телеграф Якоби // Электропанорама. – 2010. – № 11. – С. 54-56; 2010. – № 12. – С. 52-54.
22. Черников Ю.В. Создание трансатлантического подводного телефона // Электропанорама. – 2007. – № 12. – С. 81-84.

Bibliography (transliterated): 1. Kudryavcev P.S. Kurs istorii fiziki. – M.: Prosveschenie, 1974. – 312 s. 2. Baranov M.I. Izbrannye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 1: `Elektrofizika i vydaiushiesya fiziki mira. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2008. – 252 s. 3. Hramov Yu.A. Istoriya fiziki. – Kiev: Izd-vo "Feniks", 2006. – 1176 s. 4. Kryzhanovskij L.N. `Elektrostaticheskaya indukciya i `elektrofor v opytah XVIII v. // `Elektrichestvo. – 1992. – №4. – S. 60-62. 5. Baranov M.I. Novyj `elektrofizicheskij podhod po teoreticheskomu obosnovaniyu yavleniya `elektrostaticheskoy indukcii v nepodvizhnom metallicheskom provodnike // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2010. – №2. – S. 27-32. 6. Baranov M.I. Majkl Faradej i ego nauchnye zaslugi pered chelovechestvom // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2009. – № 6. – S. 3-12. 7. Kuhlning H. Spravochnik po fizike / Per. s nem. pod red. E.M. Lejkina. – M: Mir, 1982. – 520 s. 8. Baranov M.I. `Elektrony i zemnaya civilizaciya // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2009. – № 5. – S. 3-12. 9. Tehnika bol'shih impul'snyh tokov i magnitnyh polej / Pod red. V.S. Komel'kova. – M.: Atomizdat, 1970. – 472 s. 10. Brzhezic'kij V.O., Isakova A.V., Rudakov V.V. ta in. Tehnika i elektrofizika visokih naprug: Navch. posibnik / Za red. V.O. Brzhezic'kogo, V.M. Mihajlova. – Harkiv: NTU "HPI". – Tornado, 2005. – 930 s. 11. Chenakal V.L. `Elektricheskie mashiny v Rossii XVIII v. // Trudy Instituta estestvoznaniya i tehniki. – 1961. – Tom 43. – S. 50-111. 12. Électrophore perpétuel // Acta Academiae Scientiarum Imperialis Petropolitanae. – 1777. – Pars. 1. – P. 70-71. 13. Sklyarenko V.M., Syadro V.V. Otkrytiya i izobreteniya. – Har'kov: Vesta, 2009. – 144 s. 14. Postnikova E.I., Lariонов V.V., Lisichko E.V. i dr. Rol' professora B.P. Vejnberga v razvitii fiziki i tehniki v Sibiri // Istoriya nauki i tehniki. – 2010. – № 8. – S. 3-12. 15. Bol'shoj illjustrirovannyj slovar' inostrannyh slov. – M.: Russkie slovari, 2004. – 957 s. 16. Klimov A.A. Bol'shaya kniga znaniy. – Har'kov: Vesta, 2010. – 160 s. 17. Sikorskij G. Shlyapka s gromootvodom // Gazeta "Kievskie Vedomosti" ot 2 oktyabrya 2008 g., S. 12. 18. Rassal'skij A.N., Kozik N.N., Levkovskij A.I. i dr. Sistema monitoringa i upravleniya dlya silovyh transformatorov // Novoe v rossijskoj `energetike. – 2004. – № 6. – S. 24-30. 19. Baranov M.I. `Elektrofizicheskij mikromekhanizm yavleniya `elektromagnitnoj indukcii v dvizhushchemsya metallicheskom provodnike // `Elektrichestvo. – 2010. – № 11. – S. 49-55. 20. Karcev V.P. Novelly o fizike. – M.: Znanie, 1969. – 104 s. 21. Chernihov Yu.V. `Elektromagnitnyj telegraf Yakobi // `Elektropanorama. – 2010. – № 11. – S. 54-56; 2010. – № 12. – S. 52-54. 22. Chernihov Yu.V. Sozdanie transatlanticheskogo podvodnogo telefona // `Elektropanorama. – 2007. – № 12. – S. 81-84.

Поступила 21.01.2011

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.
НИИКИ "Молния"
Национального технического университета
"Харьковский политехнический институт".
61013, Харьков, ул. Шевченко, 47
тел. (057) 707-68-41, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I.
An anthology of outstanding achievements in science and technology. Part 5: Electrical engineering.
A brief outline from the global history of scientific and technological formation and the initial stage of electrical engineering development is given.
Key words – history, electrical engineering, scientific and technological formation.

РАСЧЕТ СТАТИЧЕСКОЙ ДЕФОРМАЦИИ СИЛЬФОНА ВАКУУМНЫХ ВЫКЛЮЧАТЕЛЕЙ СРЕДНЕГО НАПРЯЖЕНИЯ

У статті розглянуто статичну деформацію сильфона вакуумного вимикача під впливом атмосферного тиску в залежності від ходу контактів методом кінцевих елементів. Отримані залежності механічної напруги в матеріалі в залежності від його товщини в залежності від товщини стінки сильфону при заданому ході контактів.

В статье рассмотрена статическая деформация сильфона вакуумного выключателя под воздействием атмосферного давления в зависимости от хода контактов методом конечных элементов. Получены зависимости механического напряжения в материале в зависимости от толщины стенки сильфона при заданном ходе контактов.

Одним из основных узлов вакуумных выключателей средних напряжений является вакуумная дугогасительная камера, а одной из деталей такой камеры является вакуумный сильфон, отделяющий контактную поверхность от окружающей среды рис. 1.

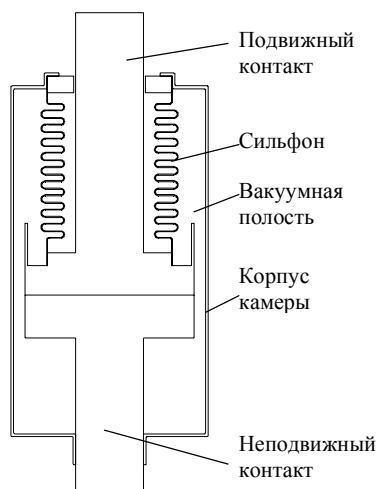


Рис. 1. Вакуумная дугогасительная камера

Сам сильфон (половина) и граничные условия показаны на рис. 2.

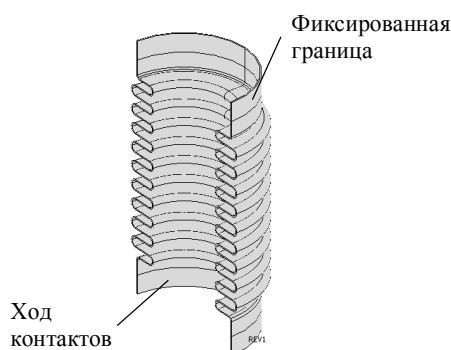


Рис. 2. Вид половины сильфона

Как следует из рис. 1, во время размыкания контактов материал сильфона подвержен механической деформации, вызывающей появление напряжений в материале. Кроме этого на внутреннюю поверхность сильфона воздействует атмосферное давление.

В данной статье исследуются статические деформации и распределения напряжений в материале в зависимости от толщины оболочки при заданном ходе контактов и геометрии сильфона. Данная проблема актуальна, так как при проектировании и модернизации конструкций вакуумных камер необходимо опре-

делить изменение формы и внутренние напряжения в сильфоне, которые влияют на надежность его работы.

Расчетам подобного рода посвящено большое количество работ, что говорит о сложности и актуальности проблемы [1-4]. Так в [1] рассматриваются общие вопросы проектирования с использованием многочисленных номограмм полученных на основании упрощенных моделей, а для того чтобы воспользоваться результатами других работ [2-4], необходимо, зачастую, проделать ту же работу, что и автор. Однако с появлением в последние годы программных комплексов (ANSYS, COMSOL и др.) имеется возможность проводить такие расчеты с высокой точностью за малое время.

При расчете деформаций сильфона были приняты следующие допущения: плотность материала и его толщина постоянны; зависимость между деформацией и силой линейна (материал подчиняется закону Гука). Согласно теории упругости [5, 6] с учетом принятых допущений система уравнений равновесия твердого тела в статике при отсутствии объемных внутренних сил запишется в виде:

$$(\lambda + G) \cdot \nabla \cdot \text{div}(\vec{u}) + G \cdot \nabla^2 \vec{u} = 0, \quad (1)$$

где $\vec{u}$ – вектор перемещений.

Константы в (1) определяются через известные величины, такие как модуль Юнга – E и коэффициент Пуассона ν следующим образом:

$$\lambda = \frac{\nu \cdot E}{(1 + \nu) \cdot (1 - 2 \cdot \nu)}; \quad G = \frac{E}{2 \cdot (1 + \nu)}. \quad (2)$$

Уравнение (1) с учетом (2) должно быть дополнено граничными условиями (рис.2) и действием атмосферного давления на внутреннюю поверхность сильфона.

Расчет был проведен для сильфона, изготовленного из высокопрочной нержавеющей стали с модулем упругости $200 \cdot 10^9$ Па и пределом текучести равном $1 \cdot 10^9$ Па.

Размеры сильфона: внутренний радиус – 11,8 мм; наружный радиус – 20 мм; радиус внутреннего скругления – 1 мм; радиус наружного скругления – 1,5 мм; ход контактов – 8 мм; число полных секций – 10.

На рис. 3 приведен расчет напряженного состояния сильфона при максимальном ходе контактов и толщине оболочки сильфона 0,1 мм.

Как следует из рис. 3, максимальные напряжения расположены на внутренней части оболочки (светлые области). Необходимо отметить, что трехмерный вид красив, но неинформативен. Поэтому основные расчеты проводились в цилиндрической системе координат и параметрическом режиме. На рис. 4 приведены результаты расчета зависимости максимальных напряжений в оболочке в зависимости от ее толщины для максимального значения хода контактов.

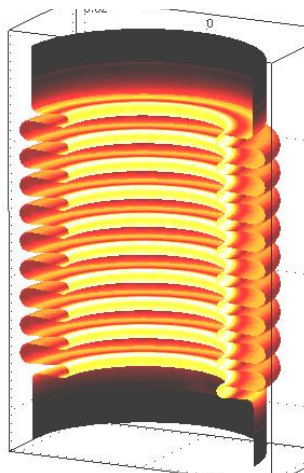


Рис. 3. Распределение максимальных напряжений в оболочке

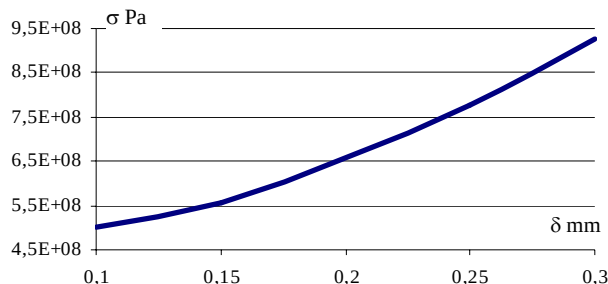


Рис. 4. Напряжения в оболочке сиффона при максимальном значении хода контактов

Как следует из рис. 4, увеличение толщины стенки сиффона приводит к увеличению усилий, причем, эта зависимость получается нелинейной.

Основным условием долговечной работы сиффона являются отсутствие пластических деформаций в материале и отсутствие контакта между секциями. Первое условие может быть выполнено соответствующим выбором материала, а второе условие – на основании рекомендации о том, что ход не должен превышать 20 % от общей длины сиффона [1]. На рис. 5 показана деформация нижней части сиффона толщиной 0,1 мм. Из рис. 5 видно изменение формы сиффона, но контакт между смежными секциями при статической нагрузке сиффона отсутствует.

Нелинейный характер зависимости (рис. 4) можно объяснить влиянием атмосферного давления на напряжения в материале сиффона. На рис. 6 показаны напряжения в материале при воздействии на него атмосферного давления при нулевом ходе контактов. Так как система линейна (деформации в пределах упругих), то разность между графиками рис. 4 и рис. 6 будет определять напряжения, связанные с ходом контактов. Такая зависимость почти линейна.

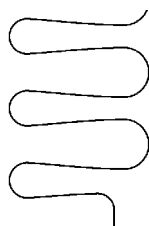


Рис. 5. Деформация сиффона при максимальном значении хода

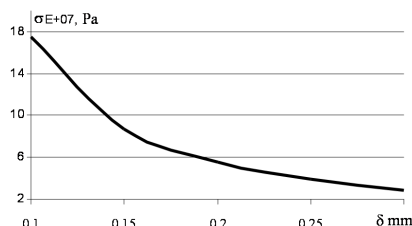


Рис. 6. Напряжения в материале вызванные атмосферным давлением

Как следует из графика (рис. 6), максимальные напряжения в материале, вызванные сжатием оболочки во много раз (2,9-32) больше напряжений, вызываемых действием атмосферного давления.

ВЫВОДЫ

Напряжения в материале достигают значительных величин, и определяется как толщиной материала, так и ходом контактов. Для принятия решения о пригодности конструкции необходимы динамические расчеты, так как контакты выключателя движутся по определенному закону и после их остановки в сиффоне могут происходить колебательные процессы, увеличивающие напряжения в металле. Необходимы также расчеты, учитывающие влияние температуры контактов на распределение напряжений в материале сиффона.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Сиффоны. Расчет и проектирование. Под ред. Л.Е. Андреевой. М., "Машиностроение", 1975. – 156 с.
2. Якушев В.Л. Нелинейные деформации и устойчивость тонких оболочек. М.: Наука, 2004.
3. Ильичев В.А. Исследование влияния формы сиффонов на долговечность: диссертация. канд. техн. наук: 05.02.02 Ленинград, 1981. – 188 с.
4. Полубояринова И.А. Математические модели, методы и алгоритмы проектирования оболочек сиффонного типа специального назначения: диссертация канд. техн. наук: 05.13.12 Санкт-Петербург, 2003. – 166 с.
5. Френкель Я.И. Курс теоретической механики. – Ленинград: Типография "Красный печатник", 1939. – 386 с.
6. Тимошенко С.П., Гудьер Дж. Теория упругости: Пер. с англ./ Под редакцией Шапиро Г.С. – М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1979. – 560 с.

Bibliography (transliterated): 1. Sil'fony. Raschet i proektirovanie. Pod red. L.E. Andreevoj. M., "Mashinostroenie", 1975. - 156 s. 2. Yakushev V.L. Nelinejnye deformacii i ustojchivost' tonkih obolochek. M.: Nauka, 2004. 3. Il'ichev V.A. Issledovanie vliyaniya formy sil'fonov na dolgovechnost': dissertaciya. kand. tehn. nauk: 05.02.02 Leningrad, 1981. - 188 s. 4. Poluboyarinoва I.A. Matematicheskie modeli, metody i algoritmy proektirovaniya obolochek sil'fonnogo tipa special'nogo naznacheniya: dissertaciya kand. tehn. nauk: 05.13.12 Sankt-Peterburg, 2003. - 166 s. 5. Frenkel' Ya.I. Kurs teoreticheskoy mehaniki. - Leningrad: Tipografiya "Krasnyj pechatnik", 1939. - 386 s. 6. Timoshenko S.P., Gud'er Dzh. Teoriya uprugosti: Per. s angl./ Pod redakciej Shapiro G.S. - M.: Nauka. Glavnaya redakciya fiziko-matematicheskoy literatury, 1979. - 560 s.

Поступила 04.09.2011

Байда Евгений Иванович, к.т.н., доц.
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Электрические аппараты"
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21
тел. (057) 707-69-76, e-mail: baida@kpi.kharkov.ua

Bayda E.I.

Calculation of static deformation of medium-voltage vacuum circuit-breaker bellows.

The article deals with FEM determination of vacuum circuit-breaker bellows static deformation under influence of atmospheric pressure as function of the contacts travel. Dependences of the material stress on the bellows wall thickness for a given contacts travel are obtained.

Key words – medium-voltage vacuum circuit-breaker, bellows, static deformation, FEM determination.

ИССЛЕДОВАНИЕ УСТРОЙСТВА КОНТРОЛЯ КРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКИ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Запропонований пристрій для контролю і діагностики короткозамкненої обмотки ротора асинхронного двигуна в умовах його ремонту. Розроблена польова математична модель і досліджена чутливість пристрою для двигунів різної потужності і різній конфігурації зубцево-пазової зони ротора.

Предложено устройство для контроля и диагностики короткозамкнутой обмотки ротора асинхронного двигателя в условиях его ремонта. Разработана полевая математическая модель и исследована чувствительности устройства для двигателей разной мощности и различной конфигурации зубцево-пазовой зоны ротора.

ВВЕДЕНИЕ

Надежность эксплуатации короткозамкнутых асинхронных двигателей (АД) после их ремонта определяется эффективностью выполненных ремонтных работ, планирование которых базируется на результатах комплексной диагностики всех повреждений, которые необходимо устранить в процессе ремонта. Один из наиболее распространенных видов капитального ремонта АД связан с перемоткой его обмотки статора (ОС), поскольку повреждение ОС составляет около 40 % всех повреждений АД. Этот вид повреждений достаточно легко диагностируется при оценке технического состояния АД. Несложно определяются и устраняются повреждения подшипников, эксцентриситет ротора и др. Значительно сложнее выявляются скрытые дефекты короткозамкнутой обмотки ротора (КЗОР), обусловленные трещинами и разрывами стержней и сегментов короткозамыкающих колец (СКК), нарушением целостности пайки стержней к СКК и др. Как правило, при ремонте АД осуществляется визуальный осмотр ротора и при отсутствии очевидных повреждений КЗОР ротор далее используется в составе отремонтированного АД. Такая практика не отвечает современным требованиям по обеспечению гарантированной надежности работы электрооборудования. Известны случаи, когда после перемотки ОС двигателя после непродолжительной эксплуатации снова выходили в ремонт из-за повторного повреждения ОС, вызванного работой с дефектной КЗОР, что приводило к существенным экономическим потерям. Поэтому, большое значение имеет контроль технического состояния КЗОР и создание простого, недорогого и универсального устройства для выявления возможных дефектов обмотки ротора еще на этапе первичной диагностики состояния разобранного электродвигателя. Целью статьи является разработка и исследование устройства контроля и диагностики (УКД) короткозамкнутой обмотки ротора АД на стадии его ремонта.

ОПИСАНИЕ И ПРИНЦИП РАБОТЫ УКД КЗОР

Основными требованиями к УКД КЗОР являются: 1) высокая чувствительность и достоверность; 2) универсальность; 3) простота конструкции и методики диагностики.

Эскиз предлагаемого УКД КЗОР изображен на рис. 1. Устройство состоит из шихтованного разомкнутого магнитопровода индуктора 1; обмотки возбу-

ждения (ОВ) 2, которая питается переменным напряжением (220 В, 50 Гц); измерительной обмотки (ИО) 3, размещенной на одном из полюсов магнитопровода индуктора. Исследуемый ротор (4) размещается между полюсами индуктора таким образом, чтобы часть пазов ротора с исследуемыми стержнями КЗОР располагалась между полюсами индуктора на путях замыкания магнитного потока. Ротор фиксируется на валу (5) приспособлением (6). Помещенная между полюсами индуктора часть ротора с КЗОР выполняет роль вторичного элемента (якоря), в стержнях которого индуцируются вихревые токи, возбужденные переменным магнитным потоком индуктора.

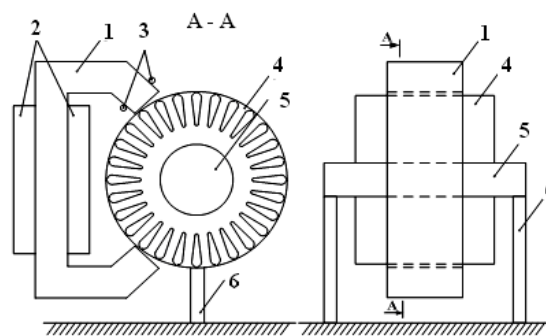


Рис. 1. Эскиз устройства для контроля и диагностики обмотки ротора

Принцип работы предлагаемого устройства основан на изменении магнитного сопротивления магнитному потоку индуктора при появлении дефектного стержня. Если в контролируемой зоне ротора находятся все исправные стержни КЗОР, то индуцированные в них токи вытесняют магнитный поток на поверхность ротора, увеличивая магнитное сопротивление на пути потока. При этом ЭДС, индуцированная в ИО, минимальна. При наличии дефектного стержня, в котором ток не протекает, магнитный поток в зоне дефектного стержня глубоко проникает в ярмо ротора, в результате чего результирующее магнитное сопротивление на пути потока индуктора уменьшается, а ЭДС в ИО увеличивается.

В отличие от известных устройств диагностики КЗОР АД в ремонтных условиях [1-3] предлагаемое УКД отвечает требованиям универсальности, конструктивной простоты и не требует сложных измерений. При этом требуется исследовать чувствительность предлагаемого УКД и оценить влияние его кон-

структивных параметров. Такое исследование целесообразно провести методами математического моделирования.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Для изменяющихся гармонически во времени величин, в поперечном сечении А-А устройства уравнение электромагнитного поля относительно комплексной амплитуды векторного магнитного потенциала имеет следующий вид [4]:

$$\frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{A}_z}{\partial y^2} - j\omega_1 \mu \gamma \dot{A}_z = -\mu \dot{J}_{\text{зтор}} + \mu \gamma \frac{\partial \dot{\varphi}}{\partial z}, \quad (1)$$

где ω_1 – угловая частота переменных токов в обмотке возбуждения; μ , γ – магнитная проницаемость и электропроводность; $\dot{J}_{\text{зтор}}$ – заданная плотность сторонних токов в сечении ОВ.

Слагаемое $\mu \gamma \partial \dot{\varphi} / \partial z$ в правой части характеризует источники поля, обусловленные появлением свободных электрических зарядов на торцах ротора из-за повреждения стержня КЗОР. Приближенно предполагая $\partial \dot{\varphi} / \partial z \approx \Delta \dot{\varphi} / \Delta z = \Delta \dot{\varphi} / L_R$, где L_R – активная длина ротора, при решении уравнения (1) следует задать разность потенциалов $\Delta \dot{\varphi}$ между торцами ротора. Решение задачи должно удовлетворять требованию: сумма интегралов плотностей токов $\dot{J}_k$ по сечению всех стержней клетки Z_2 должна равняться нулю:

$$\sum_{k=1}^{k=Z_2} \int_{S_k} \dot{J}_k ds = 0, \quad (2)$$

т.е. с физической точки зрения суммарный ток, протекающий в одном направлении поперечного сечения короткозамкнутого ротора, должен быть равен суммарному току, текущему в обратном направлении. Величина $\Delta \dot{\varphi}$ находится методом последовательных приближений до тех пор, пока невязка полного тока, определяемая выражением (2), не станет меньше заданной погрешности ε . Как правило, итерационный процесс достаточно быстро сходится, и для приведенного ниже примера АД типа 4А80А4УЗ найденная величина разности потенциалов равна $\Delta \dot{\varphi} = 0,057(1+j)$ В. Если в пазу находится поврежденный стержень и ток в пазу не протекает, то при моделировании поврежденного стержня достаточно принять в пазу ротора электропроводность $\gamma = 0$. Численное решение уравнения (1) выполняется в среде COMSOL Multiphysics 3.5a методом конечных элементов.

На границах расчетной области задаются однородные граничные условия первого рода. Измерительная обмотка разомкнута и в ней рассчитывается ЭДС. Для расчета ЭДС ИО необходимо проинтегрировать рассчитанную величину напряженности электрического поля E_z по площади поперечного сечения ИО $S_{\text{ио}}$:

$$U_{\text{ио}} = \frac{W_{\text{ио}} L_{\text{и}}}{S_{\text{ио}}} \int_{S_{\text{ио}}} E_z ds, \quad (3)$$

где $W_{\text{ио}}$ – число витков ИО, $L_{\text{и}}$ – длина индуктора (в плоскость чертежа).

РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЯ

На рис. 2 представлено распределение магнитной индукции (фоновая закрашка) и изолиний векторного магнитного потенциала для ротора АД типа 4А80А4УЗ при двух его состояниях: без поврежденных стержней КЗОР (рис. 2,а) и с одним поврежденным стержнем (рис. 2,б). Из рис. 2 следует существенное различие в распределении электромагнитного поля в этих двух случаях. В роторе без поврежденных пазов индуцированные в стержнях токи вытесняют магнитный поток к поверхности и поток замыкается в пределах небольшой глубины проникновения. При наличии хотя бы одного поврежденного стержня магнитный поток глубоко проникает в магнитопровод ротора в зоне поврежденного стержня, что приводит к уменьшению магнитного сопротивления магнитному потоку индуктора и к росту индуцированной ЭДС ИО.

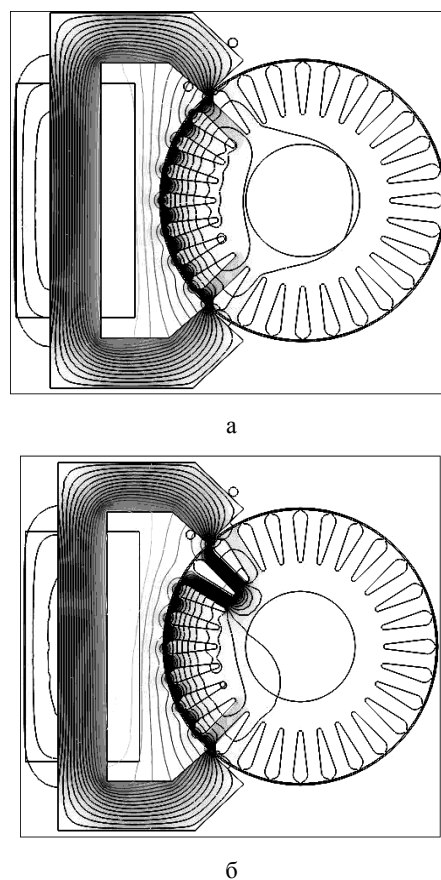


Рис. 2. Распределение магнитной индукции и векторного магнитного потенциала

Индукция по ширине полюса индуктора в месте расположения ИО распределяется неравномерно, что обусловлено геометрией исследуемого ротора и полюса. На рис. 3 показано распределение модуля индукции вдоль ширины полюса индуктора для двух рассматриваемых случаев: кривая 1 – при отсутствии поврежденных стержней в роторе, кривая 2 – при наличии одного поврежденного стержня.

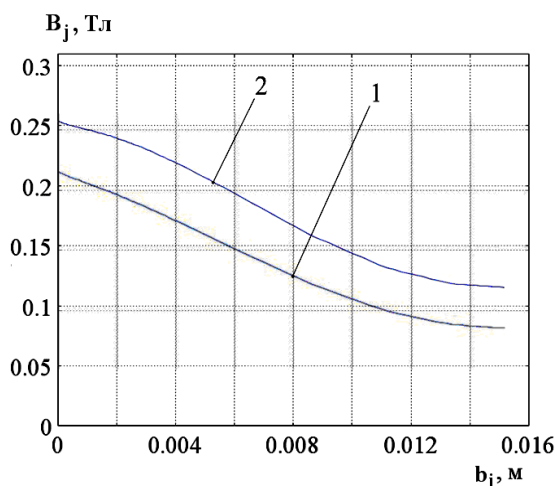


Рис. 3. Распределение индукции по ширине полюса УКД

Среднее значение модуля индукции определяется интегралом $B_{jcp} = \left(\int_0^{b_j} B dl \right) / b_j$, где b_j – ширина полюса

индуктора. Результаты расчета средней индукции: $B_{jcp0} = 0,139$ Тл – индукция в полюсе без поврежденных стержней; $B_{jcp1} = 0,177$ Тл – индукция при наличии одного поврежденного стержня. Соотношение между индукциями в двух случаях составляет $B_{jcp1} / B_{jcp0} = 1,27$.

Расчет действующего значения ЭДС по выражению (3) в измерительной обмотке на один виток для двух рассматриваемых случаев дал следующие результаты: $U_{uo0} = 0,0637$ В, $U_{uo1} = 0,0838$ В. Требуемое значение величины ЭДС, необходимое для обеспечения необходимой точности измерений, достигается за счет выбора соответствующего количества витков ИО. Таким образом, при появлении в контролируемой зоне ротора одного дефектного стержня ЭДС ИО увеличивается в $k_u = U_{uo1} / U_{uo0} = 1,31$ раза. Такое изменение ЭДС вполне достаточно для достоверного выявления поврежденного стержня КЗОР, что подтверждает достаточную чувствительность рассматриваемого УКД.

Процедура контроля и диагностики повреждений стержней КЗОР состоит в пошаговом повороте ротора на угол, соответствующий одному зубцовому делению $\Delta\gamma = 2\pi/Z_2$. При каждом положении ротора регистрируются показания подключенного к ИО измерительного прибора. В результате измерений находится зависимость $U_{uo}(n)$, где n – текущее значение шага поворота ротора ($n = \overline{1, Z_2}$).

На практике часто встречаются случаи повреждения КЗОР, при которых обмотка содержит несколько поврежденных стержней, причем поврежденные стержни могут одновременно находиться в контролируемой зоне ротора. Разработанная математическая модель позволяет смоделировать различные варианты повреждения КЗОР и соответствующие значения ЭДС в измерительной обмотке.

На рис. 4 в относительных единицах представлены зависимости $U_{uo}(n)$ для двух разных вариантов повреждения КЗОР. За базисную единицу принято

значение ЭДС ИО при неповрежденной КЗОР. Кривая 1 представляет характер изменения ЭДС ИО при наличии только одного поврежденного стержня, при этом максимум ЭДС соответствует такому положению ротора, при котором дефектный стержень (стержень № 8) находится в зоне контроля возле полюса индуктора УКД с измерительной обмоткой (рис. 2,б). Кривая 2 соответствует наличию двух поврежденных стержней КЗОР (стержни № 3 и № 7), удаленных друг от друга на расстояние в 4-х пазовые деления. Наличие двух максимумов в измеренной зависимости $U_{uo}(n)$ свидетельствует о наличии в КЗОР двух дефектных стержней, а также позволяет установить их взаимное положение.

Аналогичные исследования проведены для разных вариантов серийных АД, отличающихся мощностью, габаритами и конфигурацией зубцово-пазовой зоны ротора. В последнем случае моделировалось повреждение пусковой обмотки. Варьировалось количество поврежденных стержней в пределах от 1 до 3, причем предполагалось, что все поврежденные стержни расположены рядом. Такое повреждение стержней КЗОР является достаточно характерным [5]. Результаты моделирования представлены в таблице.

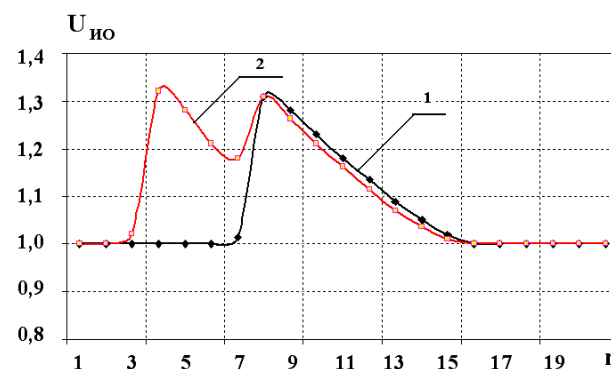


Рис. 4. Зависимости $U_{uo}(n)$ при различных вариантах повреждения стержней

В таблице приведены значения ЭДС ИО в вольтах на один виток, а также дано отношение U_{uo1} / U_{uo0} , равное отношению ЭДС ИО при одном поврежденном стержне к ЭДС ИО при неповрежденном роторе.

Таблица

Тип двигателя	U_{uo} , В/виток				Отношение U_{uo1}/U_{uo0} , о.е.
	Количество поврежденных стержней				
	0	1	2	3	
4A71A2Y3	0,051	0,05	0,08	0,11	1,179
4A80A4Y3	0,064	0,08	0,11	0,15	1,295
4A180S4Y3	0,136	0,18	0,26	0,38	1,343
4A225M4Y3	0,14	0,19	0,29	0,47	1,423
4A225M2Y3	0,19	0,26	0,38	0,59	1,374
4A250M4Y3	0,159	0,20	0,29	0,36	1,257
4A200M6Y3	0,2	0,23	0,28	0,38	1,165

Из таблицы следует, что для всех типов рассмотренных роторов наблюдается высокая чувствительность предлагаемого УКД КЗОР: при появлении даже одного дефектного стержня ЭДС ИО возрастает в 1,16–1,42 раза, что вполне достаточно для достоверной ди-

агностики повреждения. Если же число поврежденных стержней больше одного, то ЭДС ИО возрастает существенно больше. Например, при трех поврежденных стержнях ЭДС ИО возрастает в 2,3-3,4 раза. Также, из полученных результатов следует, что величина индуцируемой ЭДС в ИО возрастает по мере увеличения диаметра ротора и уменьшения количества пазов.

На рис. 5 представлены расчетные кривые изменения ЭДС ИО (в о.е.) в зависимости от количества N поврежденных стержней КЗОР, расположенных рядом в виде единой группы. Кривые соответствуют электродвигателям, представленным выше в таблице.

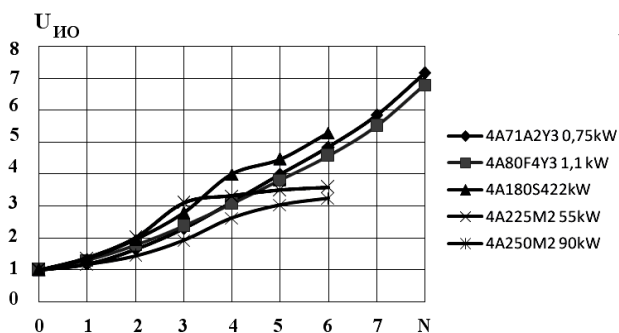


Рис. 5. Зависимости $E_{ио}$ от числа поврежденных стержней для роторов различных электродвигателей

Для большинства рассмотренных АД наблюдается монотонный рост ЭДС ИО при увеличении количества дефектных стержней. Для роторов электродвигателей мощностью свыше 50 кВт, при увеличении количества поврежденных стержней свыше 3-4 ЭДС ИО изменяется незначительно, что объясняется насыщением магнитной цепи устройства диагностики.

ВЫВОДЫ

1. Предложено устройство и методика контроля и диагностики повреждений короткозамкнутой обмотки ротора асинхронного двигателя, позволяющие выявить поврежденные стержни КЗОР в процессе ремонта АД. Диагностическим признаком является изменение величины ЭДС, индуцированной в измерительной обмотке, расположенной на одном из полюсов магнитопровода устройства.

2. Разработана полевая математическая модель, позволяющая рассчитать величину ЭДС измерительной обмотки при различном количестве поврежденных стержней. Модель позволяет не только выявить количество поврежденных стержней, но и определить их взаимное расположение.

3. Результаты моделирования продемонстрировали высокую чувствительность выходного сигнала измерительной обмотки устройства к появлению дефектов КЗОР, что обеспечивает достаточную достоверность диагностики ее технического состояния. Величина изменения ЭДС ИО, выраженная в о.е., зависит от мощности и габаритов АД, конфигурации зубцово-пазовой зоны исследуемого ротора и его типа.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Авторське свідоцтво СРСР № 1182442. Спосіб контролю якості короткозамкнутої обмотки ротора та пристрій для його здійснення МПК G 01 R 31/02, 1985.
2. Авторське свідоцтво СРСР № 1396093 Пристрій для випробування короткозамкнених роторів асинхронних електричних машин МПК G 01 R 31/02, 1988.
3. Беляев В.И. Контроль клетки ротора асинхронного электродвигателя - В кН. Труды ВНИИ технологии электромашино - и аппаратостроения. - М.-Л.: Энергия, 1965.
4. Васьковский Ю.М. Польовий аналіз електричних машин: Навч. Посіб. - К.: НТУУ "КПІ", 2007. - 192 с.
5. Васьковский Ю.М., Гайдено Ю.А. Дослідження методами теорії поля характеристик асинхронних двигунів при несиметрії параметрів ротора // Електротехніка і електромеханіка. - № 3. - 2007. - С.19-22.

Bibliography (transliterated): 1. Avtors'ke svidoctvo SRSR № 1182442. Sposib kontrolyu yakosti korotkozamknoї obmotki rotoru ta pristirij dlya jogo zdijsnennya MPK G 01 R 31/02, 1985. 2. Avtors'ke svidoctvo SRSR № 1396093 Pristirij dlya viprobuvannya korotkozamknenih rotoriv asinhronnih elektrichnih mashin MPK G 01 R 31/02, 1988. 3. Belyaev V.I. Kontrol' kletki rotoru asinhronnogo `elektrodvigatelya - V kN. Trudy VNII tehnologii `elektromashino - i apparatostroen iya. - M.-L.: `Energiya, 1965. 4. Vas'kovs'kij Yu.M. Pol'ovij analiz elektrichnih mashin: Navch. Posib. - K.: NTUU "KPI", 2007. - 192 s. 5. Vas'kovs'kij Yu.M., Gajdenko Yu.A. Doslidzhennya metodami teorii polya harakteristik asinhronnih dviguniv pri nesimetrii parametriv rotoru // Elektrotehnika i elektromekhanika. - № 3. - 2007. - S.19-22.

Поступила 07.07.2011

Васьковский Юрий Николаевич, д.т.н., проф.

Коваленко Михаил Анатольевич

Национальный технический университет Украины
"Киевский политехнический институт"

кафедра электромеханики

03056, Киев, пр. Победы, 37

тел. (044) 454-95-18, e-mail: vun157@voliacable.com

Vas'kovsky Y.N., Kovalenko M.A.

Research on a control device for a short-circuited winding of an asynchronous motor.

A device for control and diagnostics of the rotor short-circuited winding in an asynchronous motor under its repair is offered. A field mathematical model is developed; the device sensitivity is investigated for motors of different power and with different rotor tooth-slot area configuration.

Key words – squirrel-cage induction motor, control and diagnostics device, mathematical model.

STABILITY OF MICROPROCESSOR RELAY PROTECTION AND AUTOMATION SYSTEMS AGAINST INTENTIONAL DESTRUCTIVE ELECTROMAGNETIC IMPACTS PART 2

В статье рассматриваются проблемы воздействия мощных электромагнитных импульсов, генерируемых при ядерном взрыве или с помощью специального оборудования, предназначенных специально для повреждения электронной аппаратуры, в частности микропроцессорных устройств релейной защиты и автоматики, а также меры защиты от этих воздействий.

Problems of impact of the electromagnetic high-power pulses generated at nuclear explosion or by means of the special equipment, intended specially for damage of the electronic equipment, in particular digital protective relays and automatic systems, and also ways of protection from these impacts are considered.

3. EXPOSURE OF MICROPROCESSOR-BASED RELAY PROTECTION DEVICES TO INTENTIONAL DESTRUCTIVE ELECTROMAGNETIC IMPACTS

Various antenna arrangements, cable terminals, power-supply system, currents induced in encasement and emissions penetrating through windows and doors made of non-conductive materials and air ducts are the primary routes for penetration of EMP into the electronics. Currents induced by EMP in land and buried electric cables extending for hundreds and thousands of kilometers may reach thousands amperes and the voltage in open circuits may reach millions of volts. Antenna leads with the length of only several meters may have induced EMP currents of several hundreds amperes. EMP penetrating through construction elements made of dielectric materials (non-shielded walls, windows, doors, etc.) may induce currents of dozens of amperes in the interior wiring. Long overhead power transmission lines absorbing emission from large areas and delivering it directly to the inputs of high-sensitivity electronics are particularly vulnerable. Transformers which can be installed in this way (metering and power) have little effect on this process due to significant internal capacitance between primary and secondary windings. Since low amperage circuits and radio-electronic devices normally operate under very low voltages and currents (up to several volts and several dozens of milliamps) the amperage and voltage at the inputs must be lowered by several digits in order to ensure reliable protection against EMP. Amazingly, optical data transmission systems, widely used in relay protection, are as sensitive to EMP as MPDs. This refers to controllers converting electrical signals to optical at one end of a fiber-optical communication line (FOCL) and restoring them from optical signals at the other end of FOCL. For example, IEC standard compliance tests of electromagnetic compatibility of multiplexer types FOCUS [35] showed that this equipment is susceptible to faults and damage even under standard influences. The SCADA system with a high number of microprocessor detectors and initial elements connected into computer network is also exposed even to low EMP.

While the risk of high-altitude nuclear explosions as sources of EMP aimed at destroying national power sys-

tem is hypothetical, the probability of using non-nuclear EMP generators by terrorists to simultaneously destroy the most important nodes of the local electric power systems is rather high at any moment.

Data transfer systems using broad-band protocols are the most vulnerable to intentional electromagnetic pulses (ATM 155, Fast Ethernet, Gigabit Ethernet, etc.). This can be explained by insignificant differences between the power of the desired signal and the power of the interference in the upper spectrum. Today, coaxial cables are substituted with simple twisted-pair cables in order to make cabling cheaper, but it makes the system even more vulnerable. Even today, twisted-pair Ethernet cables are used in relay protection and, according to Smart Grid concept, this trend will be extended to all power industry controls.

Discrete electronic elements are much more impervious to voltage surge and other harmful effects than chips [36]. According to [37] 75 % out of all damages to microprocessor devices result from voltage surge. Such voltage surges with an amplitude from dozens of volts to several kilovolts generated as the result of circuit switching or under the electrostatic discharges are "lethal" for internal microelements of chips and processors. According to [37] regular transistors (discrete element) can withstand up to 70 times higher voltages of electrostatic discharges than memory chips (EPROM) of microprocessor systems. Computerized industrial equipment (including, but not limited to, MPD) is especially exposed to EMP as it is generally built on high-density MOS-devices, which are very sensitive to high-voltage transition processes. The specific feature of MOS-device is very low energy (several tens of volts) needed to partially or totally destroy it.

There are three levels of semiconductor device degradation under the powerful EMP: functional disorder, persistent parameter change and catastrophic irreversible failures. Irreversible failure of a semiconductor is mainly caused by overheating or field breakdown. [38-40]. Damages to microchip or memory elements resulting from tapped electromagnetic impact can be hidden [15]. Such damages can't be discovered by any tests and can appear unexpectedly. Besides, such EMP tapped by protection can cause random reversible failures resulting from spon-

taneous changes of the memory element content: "soft-failures" or "soft errors". Errors of this kind (reversible and self-recovering malfunctions) were not previously detected on electronics built on discrete semiconductor elements or regular chips.

Recent developments in nanotechnologies have significantly decreased the size of semiconductor elements (units and fractions of micron), reduced thickness of semiconducting and isolating materials, lowered actuating voltage, increased operating speed, reduced electric capacity of individual memory cells and increased packing density of elemental logic cells in the device. All this has resulted in the sharp increase in the vulnerability of memory elements to electromagnetic pulses. The problem is exacerbated by the steady trend of memory element expansion in the up-to-date microprocessor structures. Many modern high-integrated chips of microprocessor devices contain a rather large number of integral memory elements with totally uncontrolled working order. A sharp increase in vulnerability to EMP is also observed in high-speed logical elements, comparators, etc., that is in almost all modern microelectronics.

The Faraday cage is known as a good protection measure against EMP. Concrete-steel constructions containing a grounded grid and protection relays are located in metal cabinets and MPD are enclosed in metal cases: not so much of a cage rather a Faraday "matryoshka" (a matryoshka doll is a Russian nesting doll which is a set of dolls of decreasing sizes placed one inside the other). However, there is more than meets the eye. First of all, high-frequency pulses freely penetrate the gaps in the Faraday cage through any non-metallic inserts and openings, glass windows and air ducts. Such partially attenuated EMP effects can cause partial destruction of *p-n*-transitions of semiconductor devices resulting in changes of the parameters and "flickering" failures of the apparatus. Such failures require a lot of maintenance resources and limit the certainty in the apparatus reliability. "Flickering" failures sometimes are difficult to detect which require repeated disablement of equipment with significant operating time spent on damage diagnosis. This factor should also be considered in estimating the protection of apparatus against electromagnetic attack as partial or incomplete protection can cause additional problems.

Another known problem, the so called "delayed EMP effect", is an extremely dangerous HEMP property. This effect appears within the first minutes after a nuclear or electromagnetic detonation. At this time, EMP penetrating into electric systems generates localized electromagnetic fields. During the attenuation of the fields, there are sharp voltage changes that appear which propagate in the form of waves over long distances from the source of the initial EMP through the power lines. Thirdly, mile-long external outbound cables and wires of the RP cabinet and building deprive even the attenuation effect of RP cabinets and building.

4. PROTECTION OF MPD AGAINST EMP:

PROBABLE LINES OF ATTACK ON THE PROBLEM

Ideal protection against EMP would be the full isolation of electronics against the environment and covering the building with a bulk thick-walled ferromagnetic

shield. At the same time, we must realize that, in practice, such MPD protection is impossible.

Thus, in practice we have to use less reliable protection measures, such as conducting grids or conducting coating films for windows, honeycomb metal structures of air intake and air holes as well as special conductive lubrication and conductive rubber gaskets located on the frames of doors and hatches.



Fig. 8. Control cabinet with upgraded protection against EMP equipped with special loops, conductive rubber gasket, special coupling and connecting elements, shielded air vent windows, etc. (Equipto Electronics Corp.)

Today, there are special metal cabinets available on the market that ensure significant attenuation of EMP. Standard cabinets made of iron sheets having no windows or gaps provide significant attenuation of EMP. Galvanized assembling panels of such cabinets, as well as special conductive seals, significantly increase the effectiveness of such cabinets since galvanizing allow equalizing potentials within large areas (steel specific resistance is $0.103\text{--}0.204 \text{ Ohm} \times \text{mm}^2/\text{m}$, and zinc specific resistance is $0.053\text{--}0.062 \text{ Ohm} \times \text{mm}^2/\text{m}$). Aluminum has even lower resistance ($0.028 \text{ Ohm} \times \text{mm}^2/\text{m}$). Thus some manufacturers produce single-block cabinets from a special alloy: ALUZINC150 (Aluzinc® - registered trademark of Arcelor) – the material of which is 55 % is covered with aluminum, 43.4 % with zinc and 1.6 % with silicon. The surface of the cabinet with this covering provides a high deflection of EMP. These Cabinets are manufactured and supplied to many countries by the Sarel company (today - Schneider Electric Ltd., Great Britain). Similar cabinets providing protection against EMP are also manufactured by other companies, such as Canovate Group, R.F. Installations, Inc.; Universal Shielding Corp.; Eldon; Equipto Electronics Corp.; ATOS; MFB; European EMC Products Ltd; Amco Engineering; Addison, etc. This equipment usually attenuates the emission per 80-90 dB on a frequency of 100 kHz – 1 GHz.

Certainly, control cables must be shielded with twisted-pair. The minimum requirement to the shield is high density of armor (not less than 85 %).

Double-shielded cables have much a better shielding effect, see Fig. 9. For relatively low frequencies (up to several tens of MHz) the braided screen provides better shielding than the foil mainly due to its thickness.



Fig. 9. Double shielded cable. Left – with double braided screen; right – with double combined shield (braided screen and foil)

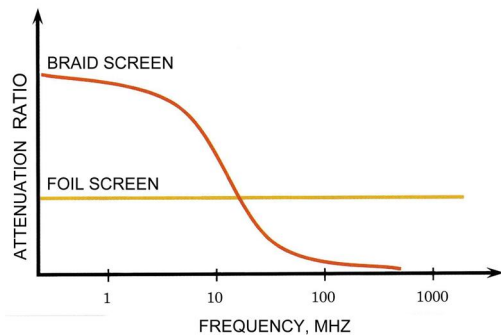


Fig. 10. Dependence of shield factor from frequency for braid-foil shields

However, the shielding properties of the braided screen sharply decrease and become almost unacceptable before the frequency reaches 100 MHz. At the same time, the foil has flat AFR maintaining acceptable shielding properties over a wide range of frequencies up to the GHz range, see Fig. 10. Thus, cables with combined braid-foil shield are the most preferable. Excellent protection against EMP use cables combining pair-twisted wires, foil shields for each pair of wires and three-layer common shield made of foil, see Fig. 11.



Fig. 11. Cable RE-2X(ST)2Y(Z)Y PIMF characterized as interference superstable (transmitting analogue and digital signals up to 200 kbit/sec; pair-twisted wires, each pair shielded with PE foil; three-layer common foil shield armored with steel wire; external XLPE isolation; up to 24 pairs of wires per cable; can be used outdoors and for burial; has high mechanical strength)

The Belden Company has developed and patented a simple and effective method for shielding cables based on foil-coated PE film (poly-sandwich) under the name of Beldfoil®. The company produces cables with two layers of foil and braid, or even four layers, where foil inter-stratifies with braid two times combining best properties of foil and braid in one cable, see Fig. 12.



Fig. 12. Multilayered shielding of poly-sandwich developed by Belden

The effectiveness of cable shielding depends heavily on the grounding effectiveness. As shown in [42], on the one hand the grounding of control cable shield is effective only against capacitive pickups (referred to as: electrostatic protection) and doesn't protect against inductive pickups (interference reduction factor $k = 1$) since the shield doesn't provide a chain for closing the interference current.

If the shield is two-side grounded, there is an additional chain (shield) with much lower impedance for high-frequency signals than the ground. As a result the operating signal is divided into two components: low-frequency component goes through the ground and high-frequency goes through cable shield. Therefore, for the high frequency component the current in the shield is equal to the current in central core directed in the opposite direction and is compensated due to inductive coupling between shield and central core. This provides protection against high-frequency pulses emitted from the central core to the environment (to adjacent cables) with an interference reduction factor $k = 3-20$. This system is also effective under an external electromagnetic pulse to the shield when the high-frequency signal induced into the shield is bridged through the ground. When connecting the shield to the ground bus, it should be considered that a "wrapping" connecting wire on the shield is unacceptable as well as coiling a long connecting wire between shield and ground bus. Each additional loop increases the impedance of the grounding on high frequencies and significantly reduces its effectiveness. For cabling at substations, laying a two-side grounded potential-equalizing copper bus in parallel to the cable run can be an additional solution capable of improving efficiency of the shield. Its effect is provided by the fact that copper bus impedance on high frequencies is much less than ground impedance (and even shield impedance), so the main component of the pulse interference high-frequency current will run through the bus rather than through the shield.

While new cables with multilayered foil shielding are capable of effectively attenuating external EMPs, old types of cables with sparse braid do not satisfy these needs. In order to attenuate an external electromagnetic field these old cables can be laid in metal trays and tubes. Plastic metalized trays widely used for laying control cables have the least shielding effect.

Due to a very thin conductive layer such a structure operates effectively only on frequencies of 600 MHz and above. On frequencies under 200 MHz it doesn't work at all [42]. At the same time, aluminum trays combined with copper cable braid can attenuate induced voltages tenfold, thus they can be widely used as effective EMP protection measure. However, laying cables in steel water pipes ensure the best attenuation of induction over a wide range of frequencies.

Prevention of EMP penetration into the apparatus through different cable entries and connections (plugs) is a more difficult technical problem than cable shielding.

Today, there are a lot of special connectors with integrated EMP filters available on the market, see Fig. 13, from many manufacturers, such as Amphenol; Spectrum Control Inc., Spectrum Advanced Specialty Products; EMP Connectors; ERNI Electronics; Sabritec; MPE; Glenair Inc.; Captor Corp.; Lindgren-Rayproof, etc.

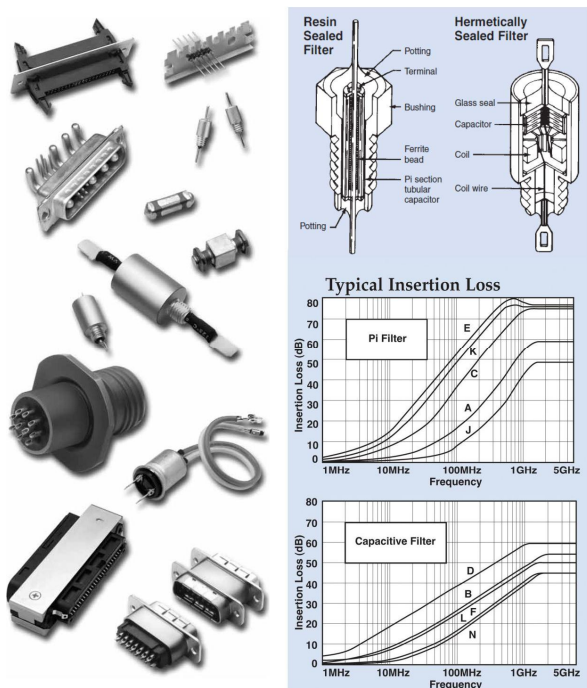


Fig. 13. Several types of input connectors with integrated filters manufactured by Spectrum Control Inc.

As a rule, such filters are manufactured based on ferrite rings or combined inductances and capacitances, see Fig. 14, installed into the connector, see Fig. 15.

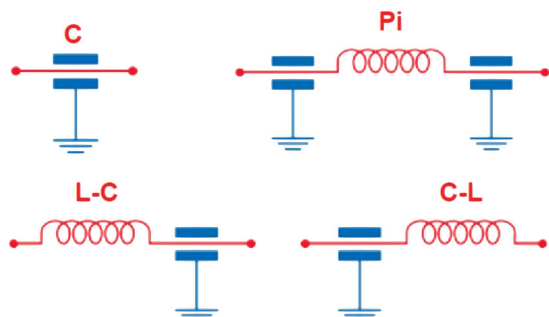


Fig. 14. Typical circuits of filters integrated into connectors

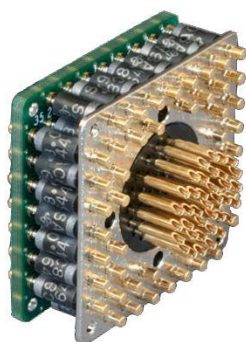


Fig. 15. Design of a connector with integrated filters by Glenair Inc. High number of filtering elements are installed between two plates

Filters, spark arresters, metal-oxide varistors and Zener diode HS suppressants are widely used for protection of cable entries. The whole range of such devices is produced by Company RFI Corporation and others, see Fig. 16.

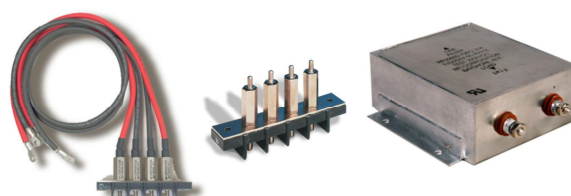


Fig. 16. Cable entries filters manufactured by RFI Corporation

The range of filters manufactured by this company includes filters for high currents (0.01 to 5000A) and voltages (12 VDC to 5500 VAC).

Some manufacturers also produce power filters with wide frequency characteristics which are especially designed for protection against HEMP. Filters of the Captor Corp. demonstrate excellent characteristics, see Fig. 17, and EPCOS power filters, see Fig. 18, in the range of operating currents up to 150 A (surge currents up to 12 kA) and a voltage of 440V. In such filters under the operating currents the voltage drop reaches < 1 % per phase and attenuation reaches 100 dB over a frequency range of 14kHz-40GHz. EPCOS also manufactures cabinet-type, three-phase filters working under the same frequency characteristics and operating currents of 1600 A, as well as low power multi-channel filters for actuating and control circuits.

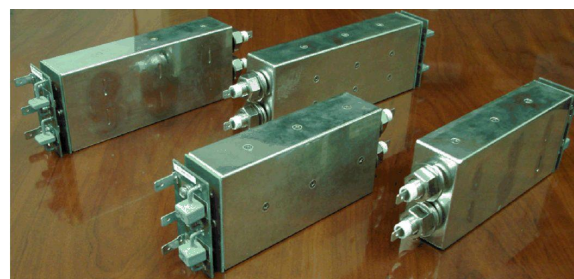


Fig. 17. Sealed power filters manufactured by Captor Corp. designed for AC and DC power circuits up to 100A ensuring effective EMP attenuation to not less than 100dB within the frequency range of 14kHz-10GHz

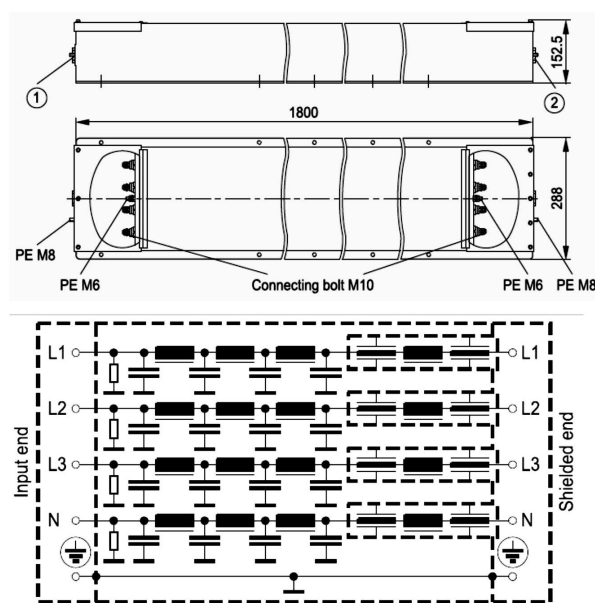


Fig. 18. Dimensions and circuit diagram of three-phase EPCOS filter (150 A, 440 V)

Many manufacturers offer excess-voltage suppressors based on zinc-oxide varistors designed for 220/380/660V circuits and allowing breakdown currents of up to 80kA. Often, such devices contain in series, short-circuit protection fuses protecting the circuit in case of varistor damage, and a blown-fuse indicator, see Fig. 18.



Fig. 19a. High-capacity protecting devices based on metal-oxide varistors designed by Square D (Schneider Electric)



Fig. 19b. Powerful varistors of different types with rated voltage of 130-1100 V and breakdown current of 3-100 kA

Metal-oxide varistors have high power but not enough performance for protection against HEMP. Their parameters decline under the repeated high-power impulse loads. High-speed silicon Zener diode excess-voltage suppressors do not have such disadvantages (Transient Voltage Suppressor Diodes or TVS Diodes). Their operation is based on a sharp drop of the resistance from relatively high value to almost zero under induced excessive voltage with a certain threshold, see Fig. 19.

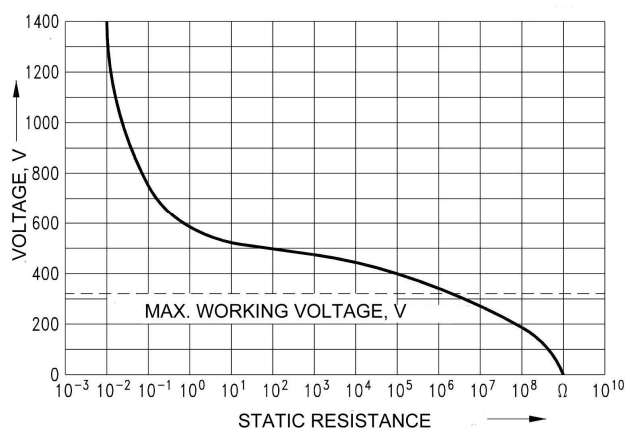


Fig. 19c. Typical volt-amps diagram of zinc-oxide varistors

Besides, contrary to varistors, the parameters of such excess-voltage suppressors do not decline under the repeated high-voltage effects and mode switch see Fig. 20.

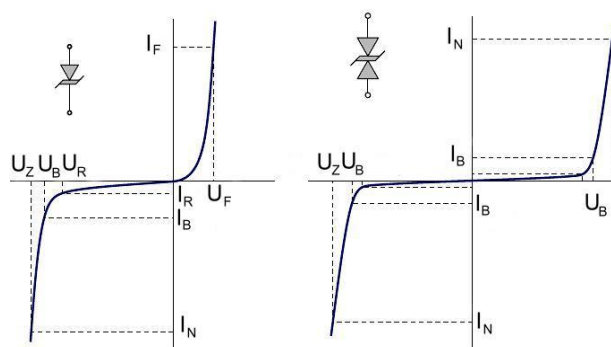


Fig. 20. Volt-amps diagram of mono-directional (DC) and bidirectional (AC) diode suppressors

Unfortunately, most modern suppressors of this type have limited pulse power (up to 1500W under voltages of up to 600V) and are suitable for protecting electronics inputs but not for power and supply circuits. However, several companies, such as Littelfuse, specialize in the development and production of elements protecting against surge voltage. Littelfuse, for example, manufactures suppressors of much higher impulse power up to 30 kW and discharge pulse currents up to several hundreds of amperes.

Varistors diode suppressors can be connected in-parallel in order to increase discharge current. In-parallel connection of different suppressors, such as varistors and semiconducting suppressors, enables improving efficiency of surge voltage protection, see Fig. 21. Such a hybrid device demonstrates excellent characteristics: initial reaction is provided by fast-response suppressor 1 responding to pulse with an even steep leading edge and absorbing a part of its energy; discharge current is limited with resistors 2 preventing damage to suppressor.

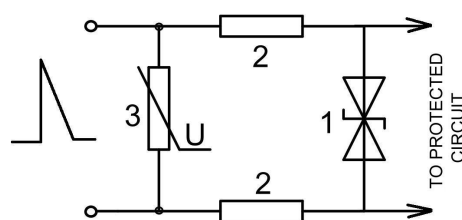


Fig. 21. Hybrid protection device: 1 – semiconducting suppressor; 2 – current-limiting resistor; 3 – powerful varistor

The voltage drop on resistors 2 increases the voltage on varistor 3 resulting in sharp decrease in its resistance and bridging resistors. The rest (the most part) of energy is absorbed with a powerful varistor.

While designing means to protect against intensive EMP, it should be considered that only one type of protection is not capable of ensuring effective overall protection. Thus, only the combination of all available protection means can provide complete protection.

One of such types of protection means is protection of buildings and premises against EMP. The most effective protection is ensured with special panels combining EMP-reflecting and absorbing layers, see Fig. 22.

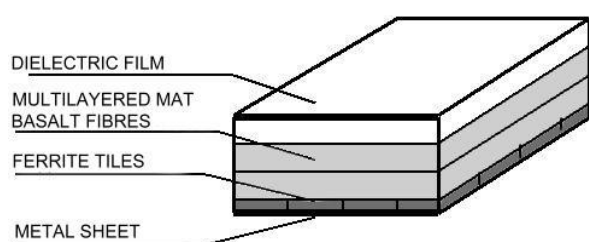


Fig. 22. Integrated protecting panel "Ferrilar-5"

However, fully shielded premises would cost a lot of money. Therefore, in practice cheaper intermediate options including protective paints, films, curtains, hangings, etc. can be used. Over recent years significant progress has been made in developing conductive paintings and construction materials with unique properties and wide application, as well as clear conductive coatings which can be applied on the glass. Conductive paints, lacquers and sprays based on copper, aluminum, brass, nickel and graphite are manufactured by many companies, such as Caswell, YSHIELD EMR-protection Company, Less EMF Inc, Gold Touch, Inc., Spraylat Corp., Cyber-shield, Applied Coating Technologies Ltd, BM Industria Bergamasca Mobili S.p.A. High results shows protecting paint Tikolak developed by Moscow company Tiko. Tikolak is a new patented (in Russia) universal non-metal conductive coating material combining carbon filling compound with polymeric binding agent (8-20 % epoxy plus graphite-soot compound with a mass ratio of 0.1:1.0:11-39 %, hardener 0.5-1.5 %, organic solvent, etc). According to Tiko, this coating ensures shielding against EMP over a wide frequency range up to 300 GHz. Interior and exterior surfaces of a building coated with Tikolak are characterized with manifestly less EMP penetrability. According to the manufacturer one layer of Tikolak (only 70 micron) is able to reduce EMP intensity by 3 – 3.5 times. This coating can be used on a variety of construction materials, such as chip board, wood, gypsum board, as well as with any flexible material, such as fabric, leather, film, paper, etc. This coating can be covered with any decorating material, such as wallpaper, paint, ceramic tile, etc. and it costs much less than any foreign analogues (about \$70 per 1 kilo).

In order to get clear conductive glass reflecting EMP the oxide films of such metals as tin, indium, zinc and others are used. Production of such glass is very complex and demanding while requiring costly equipment and qualified staff. Tiko has developed and patented (patent RF No.2112076) a high-tech and economic way of covering the glass with conductive coating based on indium and stannum oxides. Clear conductive glass is manufactured by many companies, such as Tycon Technoglass, Pilkington, Shenzhen Wanyelong Industry Co., Ltd, InkTec, etc.

The Alfapol Company in St. Petersburg has developed construction materials based on shungite, which is a composite of solid carbon materials representing, in general, amorphous carbons close to graphite. The chemical composition of shungite is unstable: on the average it contains 60-70 % of carbon and 30-40 % of soot. Soot contains 35-50 % of silicon oxide, 10-25 % of aluminum oxide, 4-6 % of potassium oxide, 1-5 % of sodium oxide,

1-4 % of titanium oxide and other compound materials. Shungite combines the properties of regular construction materials with rather high electrical conductivity. This determines the ability to shield EMP [43]. According to Alfapol, shungite composite radio shielding materials can be divided in two classes by shielding method:

- **Construction materials**, including concrete, bricks, brick mortar. These materials are capable of providing EMP energy attenuation at frequency ranges of more than 100MHz at a level of not less than 100dB. Their physical-mechanical characteristics match conventional construction materials. Shungite materials were tested in structures (concrete in slabs, bricks in blocking) and proved to be compliant with the current requirements.

- **Reconstruction materials**, such as plasters and pastes for converting conventional premises into shielded. Layer of pastes (2-3 cm thick) provides shielding at level of not less than 30dB at a range of more than 30MHz. Plaster composite "Alfapol SHT-1" provides attenuation of EMP per 10-15dB over a range of 10kHz-35GHz with the thickness of plaster layer of 15mm. Conductive curtains, fabric and floor coating of different manufacturers can be used in addition to shungite walls, see Fig. 23.



Fig. 23. Conductive films, fiber and fabric attenuating EMP (up to 80dB) manufactured by Koolon Fiber Tech. Corp.

4. IMPROVING DURABILITY OF MPD

In order to improve the durability of MPD both technical improvements and organizational arrangements are required, in our opinion.

Technical improvement is to equip each MPD with a separate module containing special EMP filters (ferrite rings, combination of different arresters, etc.). All ingoing and outgoing MPD circuits should go through this module. All manufacturers of MPD should be obliged to equip their units with such modules. Such a module effectively matches the current module structure of MPD [44], and it can be replaced within the whole MPD lifecycle if new protection technologies and filtering modules appear in the market. This concept particularly includes implementation of standards for modular MPD construction and manufacturing MPD as standard modular boards which can be combined in RP cabinets with improved EMP protection [44].

Today, Russian experts have investigated improving RP stability by implementation of two-level relay protection. B. D. Schedrikov proposes [45] effecting the first level of relay protection with MPD and the second level with a conventional electromechanical relay of type PT-40 plus a time relay of type PBM-12. Both sets of

relays (MPD and electromechanical relay) are connected in-parallel and the electromechanical relay actuation time exceeds MPD actuation time by 0.1 second. Schedrikov expects that the electromechanical relay should spot for MPD in case of malfunction under emergency mode (in fact it operates under the logical OR function). It should be noted that the in-parallel connection of MPD and electromechanical relay is not something unknown and has been practiced for a long time, see Fig. 24 [46].



Fig. 24. Distance protection of lines based on MPD type MiCOM P437 (bottom) and on electromechanical type LZ-31 (top) connected in-parallel

However, such a connection scheme doesn't eliminate false responses of MPD under EMP, which can result in at least as serious power network problems as malfunction. In his next article Schedrikov proposes changing from an in-parallel connection of electromechanical relay and MPD to the scheme where the electromechanical relay of type KPB-126 permits actuation of a breaker trip coil through microprocessor relay (using the logical AND function). Surely, such actuation ensures improved relay protection stability to false responses at HPEM, but reduces total relay protection reliability (it is the inevitable consequence of improved sustainability to HPEM).

It is fair to say that we proposed to improve MPD sustainability to powerful EMI with electromechanical relay permitting MPD actuation in [47] 15 years before the proposal of two level relay protection was published and we suggested the idea about hybrid (mechanical-semiconductor) relay protection device almost 20 years ago [48]. Moreover, it was not an abstract idea, rather it was a real design [49-51]. Today, thanks to the advent of a new element base, such as miniature high-voltage reed switches, reed switches for large switched currents, small-sized transistors and thyristors with an operating voltage of 1200-1600V and switched currents of tens of amps, there are new opportunities for the creation of hybrid relay (as a stand-alone protecting relay, or as a starting unit for MPD).

In the publication [52], we attempted to demonstrate the schematic of modern hybrid relays. In the electromechanical part we recommended using reed switches.

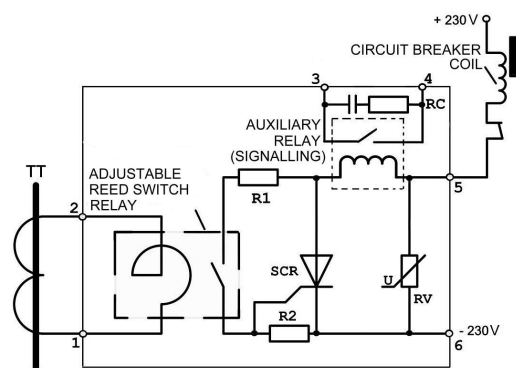
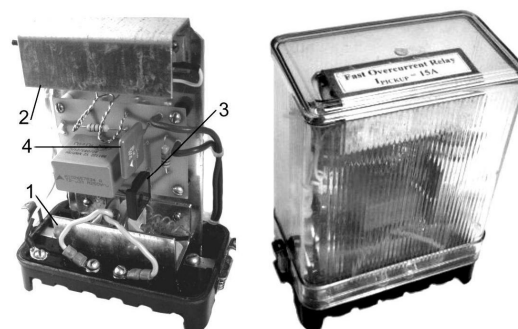


Fig. 25. Fast speed over-current hybrid relay. 1 – module of adjusted reed relay; 2 – slave reed relay in ferromagnetic shield; 3 – high-voltage thyristor; 4 – varistor

Their distinctive features are high reliability (if standardized current and voltage limits are observed), fast response (fractions and units of milliseconds), excellent dust and moisture protection, no stripping and regulating during operation, small dimensions, full galvanic isolation of control circuit (coil) from output circuit (contacts), possibility to obtain high-voltage isolation between the control circuit and the output circuit with very simple means [53]. Another specific example of such hybrid protective relay is fast speed over-current relay which we designed especially for separating network automation, see Fig. 24 [54]. This device is very simple and contains a minimum number of elements selected with high voltage margin. Thus, for example the thyristor is designed for 1200 V and a miniature vacuum sealed switch is designed for 2000 V. Isolation between input coil and reed switch withstands voltages of 5 kV which can be increased if necessary. A suppressor can be added connected in-parallel to protecting varistor, as shown in Fig. 21.

As it follows from the above, recently new hazards have appeared that encourage continuing to use electromechanical protective relays resistant to powerful EMP. Conversely, new types of electromechanical relays capable of ensuring backup protection should be developed based on up-to-date technologies and materials.

Consequently, methods for improving MPD durability shouldn't include only technical innovations of the MPD structure. Organizational arrangements should include the stocking of printed board sets (modules) for MPD and proper storage. Since even disabled electronics can be damaged, such printed boards for MPDs should be stored in special well-shielded metal boxes. Modules of the central processor should be fully operational without

need of programming and set-up. Since it is not possible to provide spare printed board sets for all MPDs used in power systems for economic reasons, the most critical MPDs of the power system should be determined in advance in order to have enough spare boards. For MPDs having no spare boards, correct removal methods should be considered. Substations and electric stations should have complete and adjusted sets of protection panels based on electromechanical relays which can be rapidly put into operation in case of mass problems with MPDs.

In conclusion I'd like to note an oracular utterance of Winston Churchill who said many years ago, that *the latest refinements of science are linked with the cruelties of the Stone Age and to be amazed at his prophecy.*

REFERENCES

35. Gurevich V.I. Optoelectronic Transformers: Panacea or Specific Solution of Specific Problems? News of Power Industry, 2010, No.2, p. 24-28.
36. Gurevich V.I., Reliability of Microprocessor Relay Protection Devices: Myths and Reality. Problems of Power Industry, 2008, No. 5-6, p. 47-62.
37. Clark O. M., Gavender R. E. Lighting Protection for Microprocessor-based Electronic Systems. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, No. 5, 1990.
38. Bludov S.B., Gadetskiy N.P., Kravtsov K.A. et al., Generating Powerful Ultra-short Microwave Pulses and Impact on Electronics, Plasma Physics, 1994, vol. 20, No. 7, 8, p. 712-717.
39. Panov V.V., Sarkisian A.P., Several Aspects of Creation of Microwave Soft Kill Means, Foreign Radioelectronics, 1993, 10, 11, 12, p. 3-10.
40. Antipin V.V., Godovitsyn V.A., Gromov D.V., Kozhevnikov A.S., Ravayev A.A. Impact of Powerful Pulse Microwave Interferences on Semiconducting Devices and Chips, Foreign Radioelectronics, 1995, 1, p. 37-53.
41. Phadke A. G. Hidden failures in electric power systems. International Journal of Critical Infrastructures, vol. 1, No. 1, 2004.
42. Gurevich V.I. Electromagnetic Impact on MPD, Part 2. Components and Technologies, 2010, No. 3, p. 91-96.
43. Baydyn F.N., Nikitina V.N., Safronov N.B. Electrophysical Parameters and Radioshielding Properties of Magnesian-Shungite Composite Construction Materials. Reports of 9th Russian Scientific and Technical Conference on EMC of Technical Means and EM Safety, St. Petersburg, 2006, p. 292-294.
44. Gurevich V.I. The New Concept of MPD Design. Components and Technologies, 2010, No. 6, p. 12-15.
45. Schedrikov B.D. Eletromechanical Relay Protection Devices in Power Industry: Present and Future. Relay Protection and Automation, 2010, No. 1, p. 61-63.
46. Response of V.I. Gurevich to opponent protection engineers. News in Power Industry, 2009, No. 1, p. 41-42.
47. V.I. Gurevich, About Several Lines to Attack on the Problem of EMC of Relay Protection in Power Industry. Industrial Power Systems, 1996, No. 3, p. 25-27.
48. V.I. Gurevich, Principles of Improving Immunity of Static Current Relay. Power Industry and Electrification, 1992, No. 2, p. 16-18.
49. V.I. Gurevich, Improving EMC of Relay Protection in Power Industry. Industrial Power Systems, 1995, No. 2, p. 48-50.
50. V.I. Gurevich, About Development of Relay Protection in Electric Mains. Power Building, 1994, No. 1, p. 48-51.
51. V.I. Gurevich, New Generation of Universal Protection Relay of Maximal Current. Electrotechnics, 1994, No. 1, p. 61-66.
52. V.I. Gurevich, Hybrid Reed-Semiconducting Devices – New Generation of Protection Relay. Challenges of Power Industry, No. 9-10, 2007, p. 27-36.
53. Gurevich V. Protection Devices and Systems for High-Voltage Applications. – Marcel Dekker Inc., New York – Basel, 2003, 292 p.
54. V.I. Gurevich, High-Stable Fast-Speed Reed-Semiconducting Current Relay. Energo-Info, 2007, No.2, p. 84 - 88.

Received 18.03.2011

*Gurevich Vladimir, Ph. D., Honorable Professor
Central Electrical Laboratory of Israel Electric Corp.
POB 10, Haifa 31000, Israel
e-mail: vladimir.gurevich@gmx.net*

Gurevich V.I.
Stability of microprocessor relay protection and automation systems against intentional destructive electromagnetic impacts. Part 2.
Problems of impact of electromagnetic high-power pulses generated at nuclear explosion or by means of special equipment intended specially for damage of electronic equipment, in particular, digital protective relays and automatic systems, along with ways of protection against these impacts are considered.
Key words – electronic equipment, relay protection, electromagnetic impacts.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИХ СТАЛЕЙ

Обґрунтована необхідність математичного моделювання та автоматизованого формування аналітичних моделей характеристик електротехнічних сталей для дослідницького проектування, синтезу, аналізу та оптимізації електротехнічних пристроїв. Сформульовані вимоги до цих математичних моделей та запропоновано алгоритм їх автоматизованого формування на основі пологих апроксимуючих функцій з експоненціальним ядром, що дозволяє отримувати математичні моделі у вигляді багатократно диференційованих функцій, які задовольняють заданим вимогам по точності апроксимації.

Обоснована необходимость математического моделирования и автоматизированного формирования аналитических моделей электромагнитных характеристик электротехнических сталей для исследовательского проектирования, синтеза, анализа и оптимизации требований к этим математическим моделям и предложен алгоритм их автоматизированного формирования на основе пологих аппроксимирующих функций с экспоненциальным ядром, что позволяет получать математические модели в виде многократно дифференцируемых функций, которые удовлетворяют заданным требованиям по точности аппроксимации.

Современная электротехническая промышленность производит множество различных видов электротехнических устройств (ЭУ) (электромагнитных и электромагнетронных преобразователей энергии, электроизмерительных систем, электросварочных агрегатов, электрических аппаратов и т.д.), в которых используются самые разнообразные виды магнитных системы (МС) из электротехнической стали (ЭТС). Анализ тенденций совершенствования электротехнических устройств, как одних из важнейших составляющих развития мировой энергетики и энергетики Украины [6, 10] показал, что основными их направлениями являются снижение потерь и расхода электротехнических материалов.

Наиболее дорогим и нежелательным видом потерь в ЭУ являются потери в МС, обусловленные, прежде всего, уровнем удельных потерь p_{Σ} в используемой ЭТС. Жесткая необходимость снижения уровня потерь в МС потребовала от мировой электротехнической промышленности создания новых марок ЭТС с существенно улучшенными магнитными свойствами и со сниженными удельными потерями [11]. Разработаны методы создания ЭТС с заданными свойствами [5, 7]. Сейчас в мире производится несколько десятков марок ЭТС, которые применяются в производстве ЭУ.

Существенное снижение потерь энергии в МС и расхода ЭТС в ЭУ возможно только при эффективном использовании электротехнических и энергетических свойств используемой ЭТС.

Однако производители ЭТС приводят в каталогах данных только минимальную информацию об их характеристиках. Это, как правило, представленные в табличной форме для промышленной частоты f зависимости:

- характеристика намагничивания (зависимость индукции B от напряженности магнитного поля H), т.е. $B(H)$;
- зависимость $p_{\Sigma} = \psi_1(B)$;
- зависимость удельной намагничивающей мощности q_{Σ} от индукции $q_{\Sigma} = \psi_2(B)$;
- толщина и состав ЭТС;
- вид электроизоляционного покрытия.

Следует отметить, что эти зависимости приводятся по экспериментальным данным заводов-производителей ЭТС [8, 11] и в них могут содержаться неизбежные неточности, обусловленные как технологическими отклонениями параметров ЭТС, так и погрешностями эксперимента, что и отражается соответствующими допусками на значения каталожных данных параметров ЭТС.

Однако при исследовательском проектировании, проектном синтезе, анализе и оптимизации ЭУ необходим достаточно большой объем дополнительной информации об электромагнитных свойствах применяемой марки ЭТС, а во многих случаях и о ферромагнитных конструкционных материалах, применяемых в конструктивных компонентах ЭУ.

Кроме того, эта информация должна быть представлена в виде математического описания (математической модели). Это необходимо для возможности моделирования распределения и расчета магнитного поля в МС, определения нагрева МС, удельных потерь и намагничивающей мощности при любых (не только табличных) значениях магнитной индукции и частоты магнитного поля и т.д. В ряде эффективных методов оптимизации и расчетов магнитного поля, переходных процессов в ЭУ, требуется использование непрерывных и дифференцируемых функций магнитной проницаемости μ в зависимости от магнитной индукции, а также ее производных $\mu' = f_1(B)$, $\mu'' = f_2(B)$, зависимости $H(B)$ и т.д.

В связи с ростом количества новых видов ЭТС, перспективой их дальнейшего совершенствования и необходимостью эффективного использования их электромагнитных свойств проблема совершенствования методов и средств адекватного математического моделирования характеристик ЭТС становится все более актуальной, а вследствие своей трудоемкости обуславливает необходимость создания в системах автоматизированного проектирования ЭУ подсистем автоматизированного математического моделирования электромагнитных свойств ЭТС (ПАМЭСЭС). Основное назначение такой подсистемы – автоматизированное формирование на основе каталожных данных (или данных производителя) и хранение в базе данных адекватных математических моделей характеристик ЭТС, описывающих их необходимые электромагнитные и другие свойства ЭТС при различной частоте магнитного поля, с учетом физических свойств стали, состава, технологических особенностей производства, процесса обработки, прокатки, направления намагниченности, вида и способа покрытия и т.д.

Задача формирования математического описания характеристик ЭТС в настоящее время решается на основе применения различных аппроксимационных и интерполяционных методов для аппроксимации прежде всего основной кривой намагничивания $B(H)$. Для этого предлагаются (и реализуются) два подхода:

• интерполяционный [1, 2, 5], при котором для каждого сегмента напряженности $H \in [H_i, H_{i+1}]$ кривую $B(H)$ интерполируют кубическим сплайном. Этот метод отличается простотой и вычислительной эффективностью, позволяет вполне удовлетворительно решать задачу аппроксимации исходной характеристики $B(H)$ и ее первой производной, но возможности кубического сплайна не позволяют смоделировать ее вторую производную как гладкую непрерывную функцию и производные высших порядков;

• аналитический, с помощью одной формулы [3, 4, 9], когда аппроксимацию выполняют на всем диапазоне напряженности $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$.

В работе [4] решение выполняется на основе предложенной гиперболической функции:

$$B = (A + B(1 + D \cdot H)^C) \operatorname{th}(D \cdot H), \quad (1)$$

где A, B, C, D – коэффициенты, которые определяются методом наименьших квадратов. Этот подход дает хороший результат для изотропных сталей, но для анизотропных ЭТС погрешности существенно возрастают.

В работе [9] вместо кривой $B(H)$ предложена универсальная аппроксимация зависимости магнитной проницаемости от напряженности в безразмерном виде $\mu^* = \psi(H)$:

$$\mu^*(H) = \left[\frac{\mu_{\max}^*}{\mu_{\max}^* - 1} + \left(\frac{1}{1 - \mu_{\min}^* - 0,17H^{*(1-1,5H^*)}} + \frac{B_s H^{*(b-1)}}{B_{\mu^* \max} k(H^*)} - 1 \right)^{-1} \left| H^* - 1 \right|^b \right]^{-1} + \frac{1}{\mu_{\max}^*}, \quad (2)$$

где $\mu_{\max}^*$ – максимальное значение относительной магнитной проницаемости для данного материала; $\mu_{\min}^*$ – минимальное значение относительной магнитной проницаемости для данного материала; B_s – индукция насыщения; $B_{\mu^* \max}$ – значение индукции, при котором μ максимальна; b – безразмерный коэффициент, обусловленный технологическими особенностями процесса прокатки; $k(H^*)$ – поправочный коэффициент, который равен

$$k(H^*) = \left(1 + 400 \exp(-9H^{*2}) \right) \left(1 + \frac{1,2}{2 + H^{*0,4}} \right)^{0,9}. \quad (3)$$

Достоинством формулы (2) является хорошая точность и то, что для ее использования необходимы только значения $\mu_{\min}^*, \mu_{\max}^*, B_s, B_{\mu^* \max}$, которые вычисляются по таблице исходных данных для $B(H)$. Однако при $H^* = 1$ при определенных сочетаниях исходных данных производная от (2) терпит разрыв второго рода, т.е. не позволяет вычислить производные второго рода. Указанные проблемы исключаются при использовании аппроксимации с помощью пологих функций с экспоненциальным ядром, что позволяет получать семейство непрерывных дифференцируемых функций $B(H)$ и $H(B)$.

Идея такой аппроксимации состоит в замене переменной искомой функции, (в данном случае $H(B)$) на новую $\psi = \psi_1(H)$, которая, во-первых, нивелировала бы крутизну исходной кривой $B(H)$, во-вторых нормировала бы диапазон изменения аргумента к единичному отрезку, т.е. $\psi \in [0, 1]$.

В итоге, задача поиска приближения кривой $B(H)$, $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$, сводится к поиску приближения кривой $B(\psi) = \varphi(\psi)$, $\psi \in [0, 1]$.

Такую переменную логично назвать функцией

нормирования аргумента. Простейшая функция, отвечающая требованию нормирования, это линейная функция вида:

$$\psi_{\text{лин}}(H) = \frac{H - H_{\min}}{H_{\max} - H_{\min}}. \quad (4)$$

Но линейная функция хоть и преобразует интервал $H \in [H_{\min}, H_{\max}]$ к единичному виду $\psi \in [0, 1]$ но никак не влияет на форму исходной кривой $B(\psi)$, а просто на отрезке $\psi \in [0, 1]$ воспроизводит ее форму. Для изменения же формы (с целью снижения ее крутизны), целесообразно воспользоваться логарифмической функцией нормирования:

$$\psi_{\text{лог}}(H) = \frac{\ln(1 + H - H_{\min})}{\ln(1 + H_{\max} - H_{\min})}. \quad (5)$$

Функция (5) нивелирует крутизну практически любой кривой намагничивания, делая ее более пригодной для визуального анализа и подбора аппроксимирующих функций. К тому же очень хорошо отображаются оба колена кривой намагничивания (рис. 1).

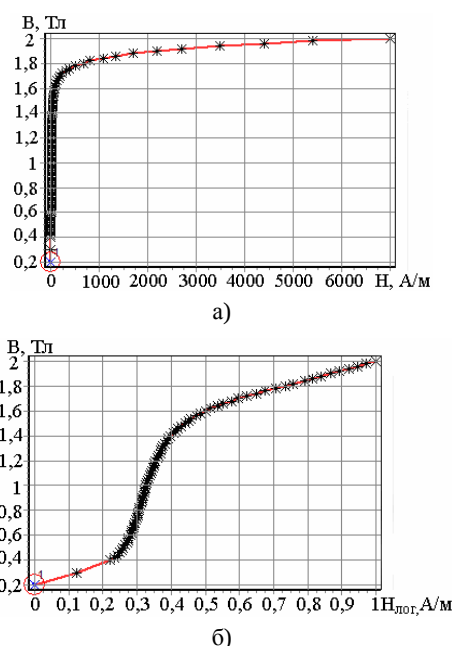


Рис. 1. Характеристика намагничивания для стали 3404 0,35 мм: а) исходной $B(H)$, б) преобразованной $B(\psi)$

По подобию преобразованной кривой $B(\psi)$, была предложена пологая экспоненциальная функция с постоянным масштабом по оси Y , следующего вида

$$\varphi(x) = M_y \cdot \exp[-(M_x(x - x_{sm}))^{2n}]; \quad x \in [0, 1], \quad (6)$$

где M_y – параметр, который отвечает за масштаб (высоту) функции по оси Y ; M_x – параметр, который отвечает за масштаб по оси X , с уменьшением которого график функции растягивается вдоль оси X ; x_{sm} – смещение кривой по оси X (для подбора колена кривизны под исходный график); n – степень крутизны кривой, (целочисленный параметр, при увеличении которого возрастает и крутизна графика функции на обоих коленах).

Функция (6) может быть представлена в более универсальном виде

$$\varphi(x) = M_{yx}(x) \cdot M_y \cdot E(x); \quad x \in [0, 1], \quad (7)$$

где $M_{yx}(x)$ – функция искажения амплитуды по оси Y ; $E(x) = \exp[-(M_x(x - x_{sm}))^{2n}]$ – ядро аппроксимирующей функции, определяющее пологость, крутизну и форму кривой в целом.

Процесс формирования математической модели (ММ) по таблично заданной функции $B(H)$ представлен в виде блок-схемы на рис. 2.

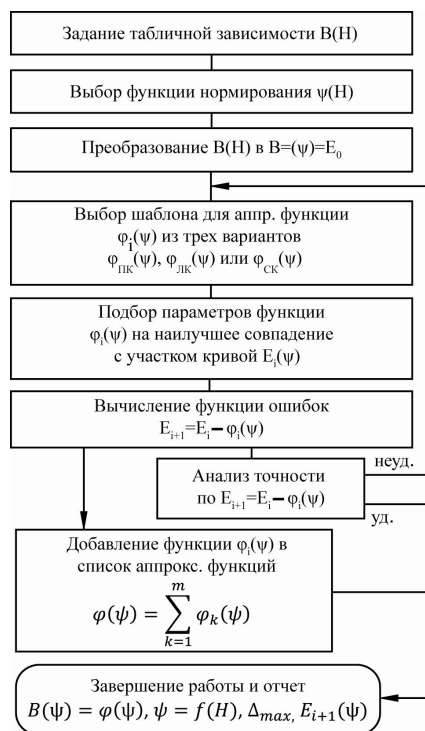


Рис. 2. Блок-схема процесса формирования ММ по исходной зависимости $B(H)$

Пример аппроксимации кривой намагничивания для стали 3404 толщиной 0.35 мм

1. Замена переменной.

На рис. 1,а изображена таблично заданная кривая $B(H)$, подлежащая аппроксимации. Ввиду значительной нелинейности исходной кривой произведем замену переменной аргумента H . В результате получим более удобную для аппроксимации кривую $B(\psi)$ (рис. 1,б), на которой хорошо отображены как начальный участок зависимости $B(H)$, так и участок насыщения.

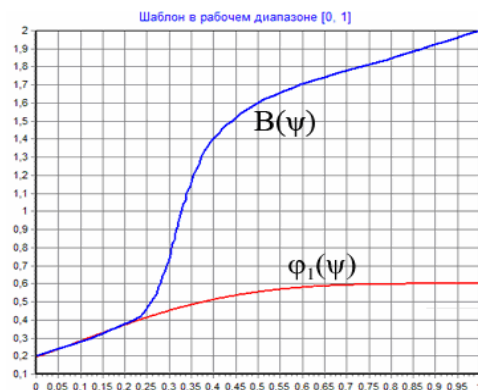
2. Подбор аппроксимирующих функций.

Аппроксимирующие функции $\phi_i(\psi)$ подбираются не для всей зависимости, а лишь для ее конкретного, нелинейного, участка, например, начального. Следует отметить, что результирующая аппроксимирующая функция определена по всему рабочему диапазону аргумента ψ . Подбор аппроксимирующих функций выполняется в специальном редакторе. Число необходимых функций зависит от характера кривой и требований точности.

2.1. Подбор первой аппроксимирующей функции выполняется под начальный участок исходной преобразованной кривой $B(\psi)$ для подотрезка $\psi \in [0; \sim 0,23]$ (рис. 3,а). Для этого в редакторе выбирается экспоненциальный шаблон с постоянным коэффициентом амплитудной коррекции и его параметры $M_x = 1$, $M_y = 0.6$, $x_{sm} = 1.03$, $n = 2$ настраиваются на совпадение кривой $B(\psi)$ на подотрезке $\psi \in [0; \sim 0,23]$. При настройке данных параметров на отдельном графике (рис. 3,а) отображаются как исходная кривая $B(\psi)$ так и ее аппроксимирующая функция $\phi_1(\psi)$. При необходимости аппроксимирующий участок может быть увеличен на все поле просмотра. В том же редакторе предусмотрено поле просмотра функции ошибок (рис. 3,б), в данном случае это функция $E_1 = B(\psi) - \phi_1(\psi)$.

Как видно из графика функции ошибок E_1 , для подотрезка $\psi \in [0; \sim 0,23]$, ее значения близки нулю. Таким образом, полученная функция на данном подотрезке приближает исходную кривую с абсолютной погрешностью не более 4 %.

2.2. Поскольку функция ошибок E_1 при $\psi > 0.23$ не равна нулю, и погрешность аппроксимации составляет десятки процентов, то необходимо подбирать вторую аппроксимирующую функцию $\phi_2(\psi)$. Аппроксимирующая функция $\phi_2(\psi)$ также будет подбираться, под график функции ошибок E_1 . Для данного шаблона, ориентируясь по графику $E_1(\psi)$, (рис. 4,а) подбираем соответствующие параметры $M_x = 0.75$, $M_y = 1.394$, $x_{sm} = 1.637$, $n = 14$, $M_1 = 0.5189$, $M_2 = 1$.

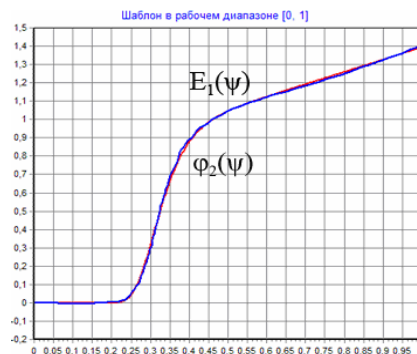


а)



б)

Рис. 3. Подбор первой аппроксимирующей функции: а) поле просмотра функций, б) поле просмотра функции ошибок $E_1 = B(\psi) - \phi_1(\psi)$



а)



б)

Рис. 4. Подбор второй аппроксимирующей функции для E_1 : а) поле просмотра функций, б) поле просмотра функции ошибок E_2

В результате мы получим функцию

$$\varphi_2 = (0.7233 + 0.6707\psi)e^{-3.1750 \cdot 10^{-4}(\psi - 1.6370)^{28}}, \quad (8)$$

которая приближает функцию ошибок E_1 на всем рабочем отрезке с относительной погрешностью не хуже 0.025 (<0.5 %). Новая функция ошибок $E_2 = E_1 - \varphi_2$ представлена на рис. 4,б, из которого видно, что она содержит только ошибки измерений и дальнейшая аппроксимация не имеет смысла.

Результирующая аппроксимирующая кривая выразится суммой аппроксимирующих функций φ_1 и φ_2 :

$$\varphi(\psi) = B(\psi) = \varphi_1 + \varphi_2 = 0.6e^{-(\psi - 1.030)^4} + (0.7233 + 0.6707\psi)e^{-3.1750 \cdot 10^{-4}(\psi - 1.6370)^{28}}. \quad (9)$$

В редакторе аппроксимирующих функций, для полученной ММ $B(\psi)$ можно также просмотреть график ошибок в процентах от таблично заданных точек (рис. 5), для всего отрезка аргумента ψ , а следовательно, и H .

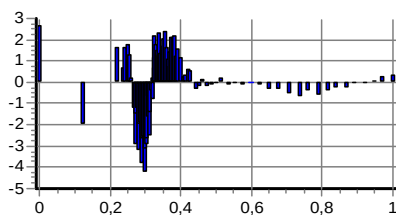


Рис. 5. График распределения погрешностей (в %) по исходным точкам для функции $\varphi(\psi)$

В результате изначально таблично заданную кривую $B(H)$ для любой точки, рабочего отрезка напряженности магнитного поля $H \in [7; 7000]$ можно построить по двум формулам

$$B(\psi) = 0.60e^{-(\psi - 1.030)^4} + (0.7233 + 0.6707\psi)e^{-3.1750 \cdot 10^{-4}(\psi - 1.6370)^{28}}, \quad (10)$$

где $\psi = 0.1130 \cdot \ln(H - 6,0)$ – функция логарифмического нормирования.

Соответственно по этой ММ, могут быть рассчитаны, все остальные зависимости, такие как $B'(H)$, $B''(H)$, $H(B)$, $H'(B)$, $H''(B)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Борзик В.Л. Аппроксимация кривой намагничивания стали в суммированных электрических машинах / В.Л. Борзик // Электротехника и электромеханика. – 2003. – № 2. – С. 11-12.
2. Гололобов В.В. Представление кривых намагничивания в численных расчетах магнитного поля / В.В. Гололобов, В.В. Рымша, И.В. Меркулов, А.С. Порайко // Электромашиностроение та електрообладнання. – 1999. – № 5. – С.81-85.
3. Гольдштейн В.Г. Функциональные гиперболические и полиномиальные аппроксимации кривых намагничивания / В.Г. Гольдштейн, В.М. Мякишев, М.С. Жеваев // Моделирование и оптимизация динамических систем и систем с распределенными параметрами, матем. моделирование и краев. задачи: труды IV Всерос. науч. конф. с междунар. участием, 29-31 мая 2007 г.; тезисы докл. Ч.2. – 2007. – С. 44-48.
4. Зубков Ю.В. Аппроксимация кривых намагничивания электротехнической стали при проектировании совмещенных электромеханических преобразователей / Ю. В. Зубков, В. Е. Верещагин // Известия вузов. Электромеханика. – 2007. – № 6. – С. 19-22.
5. Зубрицкий С.М. Аппроксимация основной кривой намагничивания магнитомягких материалов / С.М. Зубрицкий // – Спец. вып.: Материалы ежегодн. науч.-теоретич. конф. молодых ученых. – Вестн. Иркут. ун-та. – Иркутск, 2002. – С. 28-29.
6. Інноваційні пріоритети паливно-енергетичного комплексу України // під заг. ред. А.К. Шидловського. – К.: Укр. енциклопедичні знання, 2005. – 512 с.

7. Магнитные свойства электротехнических сталей и сплавов / [Казаджан Л.Б.]; под ред. В. Д. Дурнева. – М.: Наука и технологии, 2000. – 224 с.
8. Молотилов Б.В. Холоднокатаные электротехнические стали / Молотилов Б.В. – М.: Металлургия, 1989. – 168 с.
9. Пентегов И.В. Универсальная аппроксимация кривых намагничивания электротехнических сталей / И.В. Пентегов, А.В. Красножон // Электротехника і електромеханіка. – 2006. – № 1. – С. 66-70.
10. Пуйло Г. В. Современные тенденции совершенствования силовых трансформаторов / Г. В. Пуйло, И. С. Кузьменко, В. В. Тонгалюк // Электротехника та електромеханіка. – 2008. – № 2. – С. 48-52.
11. Прокат холоднокатаной тонколистовой электротехнической стали. Каталог продукции. ОАО "Новолипецкий металлургический комбинат" [Электронный ресурс] // Режим доступа: <http://www.nlmk.ru>.

Bibliography (transliterated): 1. Borzik V.L. Aproximaciya krivoi namagnichivannya stali v sumischenih elektrichnih mashinah / V.L. Borzik // Elektrotehnika i elektromehaniika. - 2003. - № 2. - S. 11-12. 2. Gololobov V.V. Predstavlenie krivykh namagnichivaniya v chislennykh raschetah magnitnogo polya / V.V. Gololobov, V.V. Rymsha, I.V. Merkulov, A.S. Porajko // Elektromashinobuduvannya ta elektroobladnannya. - 1999. - № 5. - S.81-85. 3. Goldshtejn V.G. Funkcional'nye giperbolicheskie i polinomial'nye aproksimacii krivykh namagnichivaniya / V.G. Goldshtejn, V.M. Myakishev, M.S. Zhevaev // Modelirovanie i optimizaciya dinamicheskikh sistem i sistem s raspredelennymi parametrami, matem. modelirovanie i kraev. zadachi: trudy IV Vseros. nauch. konf. s mezhdunar. uchastiem, 29-31 maya 2007 g.; tezisy dokl. Ch.2. - 2007. - S. 44-48. 4. Zubkov Yu.V. Aproksimaciya krivykh namagnichivaniya `elektrotehnicheskoy stali pri proektirovanii sovmeshchennykh `elektromehaniicheskikh preobrazovatelej / Yu. V. Zubkov, V. E. Vereschagin // Izvestiya vuzov. `Elektromehaniika. - 2007. - № 6. - S. 19-22. 5. Zubrickij S.M. Aproksimaciya osnovnoj krivoj namagnichivaniya magnitomyagkikh materialov / S.M. Zubrickij // - Spec. vyp.: Materialy ezhegodn. nauch.-teoretich. konf. molodykh uchenykh. - Vestn. Irkut. un-ta. - Irkutsk, 2002. - S. 28-29. 6. Innovacijni prioriteti palivno-energetichnogo kompleksu Ukraini // pid zag. red. A.K. Shidlov'skogo. - K.: Ukr. enciklopedichni znannya, 2005. - 512 s. 7. Magnitnye svoystva `elektrotehnicheskikh stalej i splavov / [Kazadzhan L.B.]; pod red. V. D. Durneva. - M.: Nauka i tehnologii, 2000. - 224 s. 8. Molotilov B.V. Holodnokataneye `elektrotehnicheskije stali / Molotilov B.V. M.: Metallurgiya, 1989. - 168 s. 9. Pentegov I.V. Universal'naya aproksimaciya krivykh namagnichivaniya `elektrotehnicheskikh stalej / I.V. Pentegov, A.V. Krasnozhan // - Elektrotehnika i elektromehaniika. 2006. № 1. <http://library.kpi.kharkov.ua/JUR/eie_2006-1.pdf>- S. 66-70. 10. Pujlo G.V. Sovremennye tendencii sovershenstvovaniya silovykh transformatorov / G. V. Pujlo, I. S. Kuz'menko, V. V. Tongalyuk // Elektrotehnika ta elektromehaniika. - 2008. - № 2.- S. 48-52. 11. Prokat holodnokatanoy tonkolistovoy `elektrotehnicheskoy stali. Katalog produkci. ОАО "Novolipeckij metallurgicheskij kombinat" [Elektronnyj resurs] // Rezhim dostupa: <<http://www.nlmk.ru>>.

Поступила 03.09.2011

Пуйло Глеб Васильевич, д.т.н., проф.,

Насыпаная Елена Петровна,

Левин Дмитрий Михайлович

Одесский национальный политехнический университет

кафедра электрических машин

65044, Одесса, пр. Шевченко, 1

тел. (0482) 7348494, e-mail: kem@onu.ua

Puilo G.V., Nasypanaya E.P., Levin D.M.

Mathematical simulation of electromagnetic characteristics of electric steels.

The necessity of mathematical simulation and computer-assisted forming of analytical models for electric steels electromagnetic characteristics with the purpose of research designing, synthesis, analysis and optimization of electrical devices is grounded. Requirements for these mathematical models are formulated, an algorithm of their computer-assisted forming on the basis of flat approximating functions with an exponential kernel developed, which allows obtaining mathematical models in the form of repeatedly differentiable functions that satisfy specified requirements for the approximation accuracy.

Key words – subsystem, mathematical models, electric steel, approximating function.

ГЕНЕЗИС СТРУКТУР И ПРЕДПОСЫЛКИ УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ И РЕАКТОРОВ ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ КОНТУРОВ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ (СИСТЕМЫ С ШИХТОВАННЫМИ И ВИТЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ)

Показано можливості удосконалення трансформаторів і реакторів на основі просторових структур аксиальних та радіальних електромагнітних систем, а також шести і восьмигранних твірних контурів котушок обмоток та перерізів стержнів шихтованих і витих магнітопроводів.

Показаны возможности усовершенствования трансформаторов и реакторов на основе пространственных структур аксиальных и радиальных электромагнитных систем, а также шести и восьмигранных образующих контуров катушек обмоток и сечений стержней шихтованных и витых магнітопроводов.

ВВЕДЕНИЕ

Трансформаторы и реакторы, как главные элементы систем распределения энергетических потоков, подлежат непрерывному усовершенствованию и развитию. Согласно [1] потери электроэнергии в распределительных сетях Украины составляют до 20 % мощности отпущенной генерирующими станциями. Значительную долю этой части составляют потери в трансформаторах I-II габаритов классов напряжения 6-35 кВ. Актуальность решения проблемы эффективной эволюции названных индукционных статических устройств (ИСУ) обусловлена современными требованиями энергоресурсосбережения при непрерывном процессе расширения объемов производства, распределения и потребления электроэнергии. Одним из ключевых направлений решения этой проблемы является опережающее развитие ИСУ на основе имеющегося научно-технического задела и оптимизации структур их электромагнитных систем (ЭМС) [2]. Целью структурной оптимизации ЭМС является обеспечение конкурентоспособности вновь разрабатываемых ИСУ повышением количественных относительных показателей технического уровня по сравнению со всеми известными аналогами [3].

В [4, 5] рассмотрены особенности и развитие традиционных технических решений активной части ИСУ. Показаны необходимость преобразования структур статических ЭМС и предпосылки повышения электродинамической устойчивости обмоток, а также снижения металлоемкости комбинированных стыковых магнітопроводов на основе многоплоскостных образующих поверхностей (ОП) стержней и обмоточных окон [4].

Целью настоящей работы – продолжении [5] является анализ технических решений усовершенствования ИСУ использованием нетрадиционных структур ЭМС с шихтованными и витыми магнітопроводами.

ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СТРУКТУР ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ

В [5] представлены аксиальные пространственные ЭМС с комбинированными (ленточно-пластинчатыми) стыковыми магнітопроводами отличающимися шести-, а также девятигранными образующими контурами (ОК) катушек обмоток и сечений стержней.

Шестигранные конфигурации ОК позволяют усовершенствовать и другие известные ЭМС и создать их новые структуры, варианты которых представлены на рис. 1.

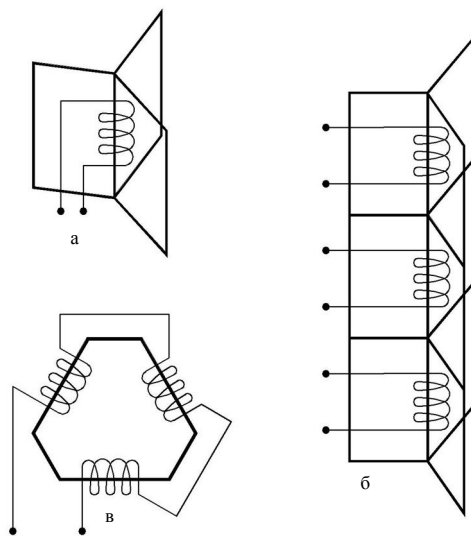


Рис. 1. Нетрадиционные структурные схемы пространственных однофазных (а, в) и трехфазной (б) электромагнитных систем

Вариантами изменения известных структур с целью усовершенствования ИСУ также является преобразование круговых контуров периферии магнітопровода и обмоточных окон симметричной радиальной ЭМС [5, 6] до конфигураций образованных равносторонними шестигранниками и ромбами (рис. 2).

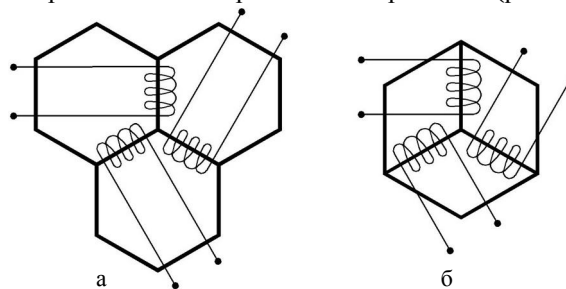


Рис. 2. Варианты радиальной структурной схемы трехфазной пространственной электромагнитной системы с обмоточными окнами в виде равностороннего шестигранника (а) и ромба (б)

НЕТРАДИЦИОННЫЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ШИХТОВАННЫМИ МАГНИТОПРОВОДАМИ

Преимуществами использования в ЭМС ИСУ пластинчатых (листовых) элементарных слоев электротехнической стали (ЭТС) является возможность их

шихтовки "впереплет", что согласно [6-8], повышает монолитность и снижает потери в разъёмах магнитопроводов, а также снижает ток холостого хода трансформаторов.

Структурам (рис. 1,а и б) соответствуют пространственные ЭМС (рис. 3,а) отличающиеся трехконтурными ярами пространственных магнитопроводов [9] и многоплоскостными ОП которые пересекаются под углами 120° и создают шестигранные ОК стержней и катушек обмотки.

Многоплоскостные ОП в магнитопроводе ЭМС (рис. 3,а) обеспечивают максимальный коэффициент заполнения шестигранного ОК сечением стержня $K_{\text{КШ}} \approx 1$ идентичными пластинами (листами) ЭТС, а также повышение электродинамической устойчивости ИСУ [5]. Особенностью сборки магнитопровода ЭМС (рис. 3,а) является смещение соседних слоев ЭТС на величину $\Delta_{\text{СМ}}$ (рис. 4,а) по ширине секции (пакета) $a_{\text{С}}$ при традиционных схемах шихтовки "впереплет" (рис. 3,б-д) каждой из трех составляющих секций ромбического сечения. Симметричное положение в трех плоскостях по окружности контуров ярма, а также взаимное смещение соседних слоев ЭТС, существенно увеличивают площадь поверхностей охлаждения магнитопровода ЭМС (рис. 3,а).

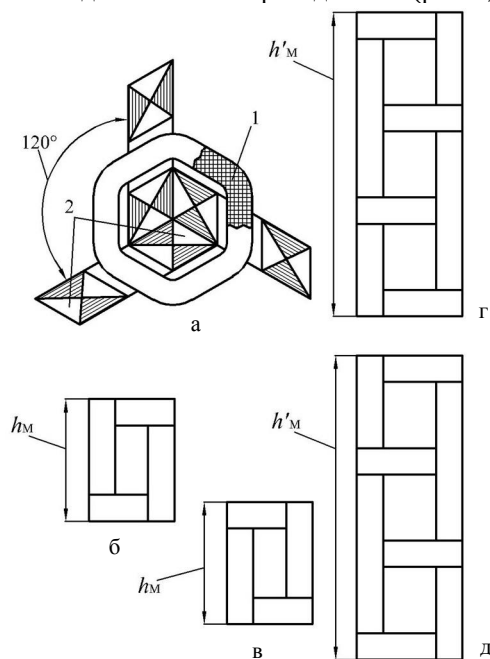


Рис. 3. Конструктивная схема (в поперечном сечении) аксиальной электромагнитной системы с трехконтурным ярмом (а), а также однофазный (б, в) и трехфазный (г, д) варианты шихтовки секций её магнитопровода: 1 – катушка обмотки; 2 – секция магнитопровода

Величина смещения $\Delta_{\text{СМ}}$ и коэффициент увеличения площади $K_{\text{ПС}}$ периферийных поверхностей ярем по высоте $h_{\text{М}}$ (рис. 3,б и в) или $h'_{\text{М}}$ (рис. 3,г и д) магнитопроводов структур (рис. 1,а и б) за счет смещения слоев ЭТС составляют:

$$\Delta_{\text{СМ}} = \delta_{\text{ЭТС}} \operatorname{tg} 30^\circ = 0,5774 \delta_{\text{ЭТС}}, \quad (1)$$

$$K_{\text{ПС}} = \frac{P_{\text{ПЯР}}}{P_{\text{ПЯ}}} = \frac{n_{\text{СС}} \delta_{\text{ЭТС}} + n_{\text{СС}} \Delta_{\text{СМ}}}{n_{\text{СС}} \delta_{\text{ЭТС}}} = 1,5774,$$

где $\delta_{\text{ЭТС}}$ и $n_{\text{СС}}$ – толщина элементарного слоя и число слоев в пакете (секции); $P_{\text{ПЯР}}$ и $P_{\text{ПЯ}}$ – площади пери-

ферийных поверхностей элементов ярем соответственно ромбического (рис. 4,а) и прямоугольного (рис. 4,б) сечений.

В случае сборки секций пространственного броневго магнитопровода со смещением на величину $\Delta'_{\text{СМ}}$ элементарных пакетов из нескольких элементарных слоев общей шириной $\Delta_{\text{П}}$ в стержнях образуются аксиальные каналы охлаждения (рис. 4,в).

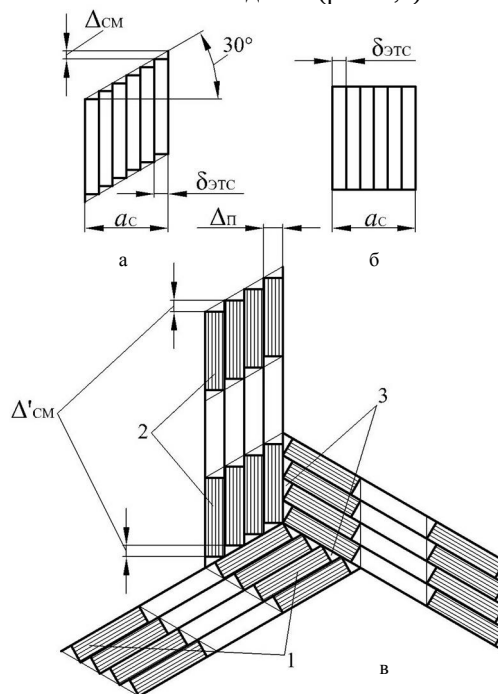


Рис. 4. Конфигурация сечения (а) участков ярем с шестиплоскостными образующими поверхностями и традиционная конфигурация сечения ярма (б) магнитопровода с параллельными образующими плоскостями, а также конструктивная схема пространственного аксиального броневго магнитопровода с каналами охлаждения: 1 – секция; 2 – секционный пакет; 3 – канал охлаждения

Конфигурации схем (рис. 1,в) и (рис. 2,а и б) обеспечивают формообразование ЭМС (рис. 5,а, рис. 5,б и рис. 6) с безотходными и шихтованными "впереплет" магнитопроводами.

Однофазная (рис. 5,а) и трехфазная (рис. 5,б) ЭМС предполагают сборку соответственно трех-стержневого однофазного и симметричного пространственного трехфазного магнитопроводов по схемам (рис. 5,в и г) и (рис. 5,д и е) из идентичных слоев (пластин) ЭТС шевронной конфигурации, что упрощает и снижает трудоемкость производства ИСУ.

Конструкция активной части однофазного ИСУ (рис. 5,а) является альтернативой известной тороидальной ЭМС отличающейся недостатком неплотной укладки и увеличения длин участков витков над торцевыми поверхностями кольцевого магнитопровода. Указанный недостаток обусловлен различием диаметров наружного и внутреннего контуров укладки витков, учитывается увеличенным на 8-15 % коэффициентом укладки [6] и повышает среднюю длину витка при снижении надежности непрерывной тороидальной обмотки. ЭМС (рис. 5,а) лишена отмеченных недостатков и содержит обмотку с укладкой витков соответствующей обмотке планарной ЭМС сформированной с трапециевидно-треугольной формой сечения катушек.

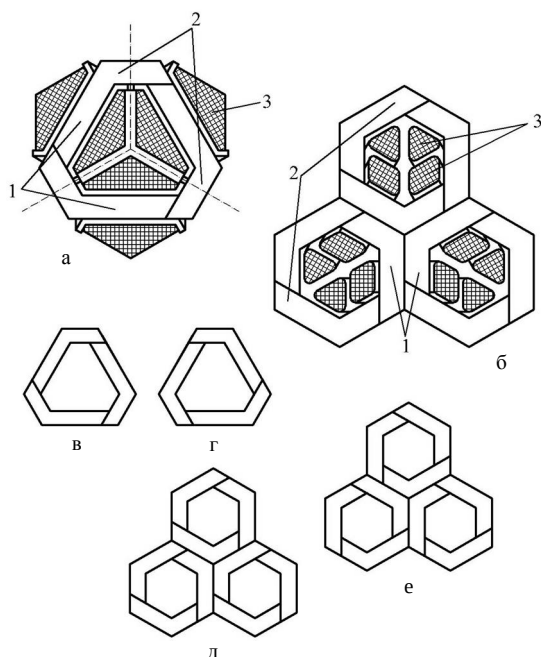


Рис. 5. Конструктивные схемы (в поперечном сечении) однофазной (а) и трехфазной (б) радиальных электромагнитных систем с магнитопроводами из шевронных элементов, а также однофазный (в, г) и трехфазный (д, е) варианты шихтовки шевронных элементов: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Одним из показателей технического уровня ИСУ [3] является коэффициент использования геометрического (контурного объема) который, в зависимости от назначения ИСУ, может быть сферическим (рис. 6), цилиндрическим или прямоугольным,

$$K_{ГЦ(Ц)} = V_A / V_{C(Ц)}, \quad (2)$$

где V_A – объем активной части ИСУ в пространстве; $V_{C(Ц)}$ – объем сферы (цилиндра) в которую вписана ЭМС ИСУ.

Структурные схемы представленные на рис. 1, в и рис. 2, б позволяют создать компактные однофазную (рис. 5, а) и трехфазную (рис. 6) ЭМС. Такие ЭМС максимально приспособлены для встраивания в сферические или трубчатые цилиндрические оболочки ограниченного диаметра системных блоков специального оборудования, в частности авиационно-космического, подводного или погружного насосно-бурового [11-13].

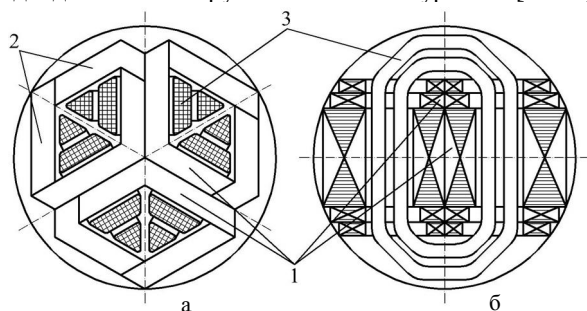


Рис. 6. Конструктивная схема в поперечном сечении (а) и продольном сечении (б) трехфазной радиальной электромагнитной системы с шевронными и параллелограммными элементами магнитопровода: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Компактность и максимальное соответствие контурной окружности трехфазной пространственной ЭМС (рис. 6) достигается конструктивной разунифи-

кацией элементарных слоев магнитопровода использованием двух элементов шевронной и одного элемента параллелограммной конфигурации (рис. 6, а).

ЭМС (рис. 5, а и б) и (рис. 6) отличаются тем, что обмоточные окна их магнитопроводов предполагают формирование катушек с известными, в частности из [6], формами поперечного сечения отличными от прямоугольника. Подобные сечения способствуют "вписыванию" катушек обмоток в шестигранную или ромбическую формы обмоточных окон магнитопроводов и повышают компактность ЭМС.

Шевронные и параллелограммные элементы (пластины) формовки элементарных слоев магнитопроводов ЭМС (рис. 5, а и б) и (рис. 6) образуются безотходным раскроем полосы (рулона) ЭТС в соответствии со схемой (рис. 7, а и б).

Повышение электроизоляционной надежности и электродинамической устойчивости обмоток ЭМС (рис. 5, а и б), (рис. 6) достигается восьмигранными ОК и ступенчатой конфигурацией каждого стержня (рис. 6, б), (рис. 7, в и г) [10]. Такое сечение формируется шевронными и параллелограммными элементами одинаковой длины $l_{Ш(П)}$ и различной ширины $b_{Ш1}$, $b_{Ш2}$, $b_{Ш3}$ или $b_{П1}$, $b_{П2}$, $b_{П3}$, которые выполняются при изменении шага разделки одной и той же полосы ЭТС (рис. 7, а и б). Это упрощает технологический процесс производства магнитопроводов со "ступенчатым" сечением стержней.

Возможны варианты ОК сечения стержня в виде симметричного во взаимно-перпендикулярных осях (рис. 6, б) или равностороннего восьмигранника. Относительно незначительное повышение трудоемкости производства магнитопроводов обеспечивается размещением в ОК пакетов собранных не более чем из двух или трех типоразмеров пластин (листов) ЭТС [7, 8]. Эти пакеты занимают ОК сечением стержня с коэффициентами заполнения соответственно K_{B2} и K_{B3} . Симметричный восьмигранник с соотношением смежных сторон $a_{B1}/a_{B2}=4/3$ создает $K_{B2}=0,93$ при использовании 6 пакетов всего 2 шевронных элементов отличающихся шириной $b_{Ш1}$ и $b_{Ш2}$ (рис. 7, в). Равносторонний восьмигранный ОК со стороной a_B создается пакетами трех шевронных элементов с соотношениями ширины $b_{Ш1}/b_{Ш2}/b_{Ш3} \approx 7/5/3$ (рис. 7, г) которые обеспечивают $K_{B3} \approx 0,9$.

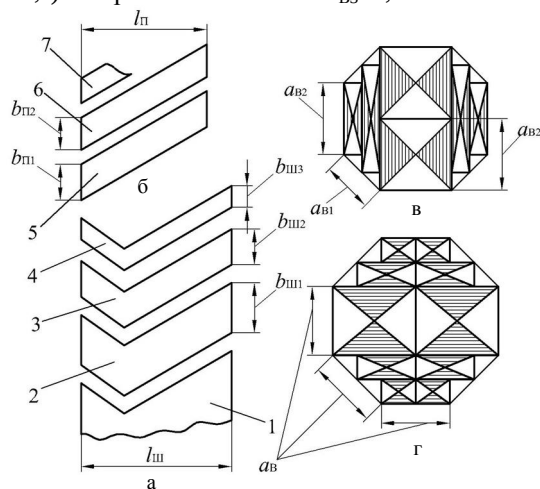


Рис. 7. Варианты разделки (а и б) проката электротехнической стали 1 на шевронные элементы 2, 3, 4 и параллелограммные элементы 5, 6, 7 и поперечные сечения стержней однофазного трехстержневого (в) и трехфазного радиального (г) магнитопроводов

Аналогичные приведенным выше коэффициенты заполнения кругового ОК традиционными "ступенчатыми" сечениями с $K_{КО} = 0,93$ и $K_{КО} = 0,9$ достигаются в магнитопроводах с цилиндрическими ОП использованием, в зависимости от диаметра контура стержня, соответственно 14-16 и 7-9 размеров пластин (листов) ЭТС [8], что соответственно усложняет и удорожает производство ИСУ.

НЕТРАДИЦИОННЫЕ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ВИТЫМИ МАГНИТОПОВОДАМИ

Витые ленточные (рулонные) магнитопроводы отличаются технологическими преимуществами относительной простоты комплексной автоматизации и снижения трудоемкости производства, а также обеспечения использования элементарных слоев ЭТС минимальной толщины [6], в том числе текстурованной, микрокристаллической и аморфной ЭТС [2].

Весьма компактные компоновки со значительным заполнением (2) сферы или цилиндра - контурные окружности однофазной (рис. 8,а) и трехфазной (рис. 8,б) ЭМС для ИСУ специального назначения [11-13] или ИСУ предназначенных для высоких частот электроэнергии [6], можно получить использованием пространственных витых разрезных стыковых магнитопроводов структур, соответствующих рис. 5,а и рис. 6,а, но отличающихся шестигранным сечением стержней [4].

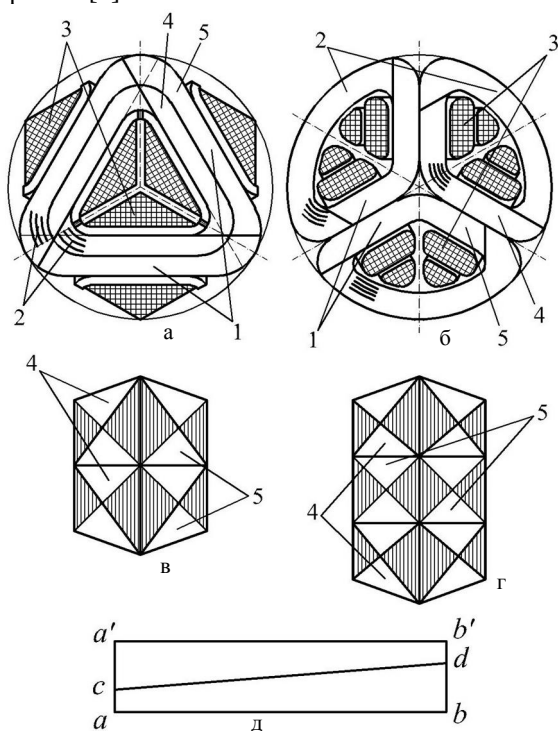


Рис. 8. Конструктивные схемы (в поперечном сечении) радиальных однофазной трехстержневой (а) и трехфазной (б) электромагнитных систем, а также варианты поперечного сечения стержня (в, г) и развертка электротехнической стали секции витых магнитопроводов (д): 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки; 4, 5 – витой элемент

Варианты сечения стержней (рис. 8,в и г) могут быть сформированы на основе секционирования магнитопроводов. В соответствии с указанными вариантами, магнитопровод в целом (рис. 8,а), или торцевые

части магнитопровода (рис. 8,б), могут быть образованы совмещением секций с поперечным сечением в виде прямоугольной трапеции. Такое сечение каждой из секций (рис. 8,в и г) создается их навивкой из полос (лент) ЭТС полученных безотходным разделением по прямой cd прямоугольной полосы (развертки) $abb'a'$ (рис. 8,д). Секционирование магнитопровода также позволяет снизить намагничивающий ток ИСУ поворотом (смещением) плоскостей разъемов смежных секций однофазной ЭМС (пунктирные линии на рис. 8,а) и сборки витых секций трехфазной ЭМС (рис. 8,б) по схеме (рис. 5,д и е).

Компактные трёхфазные ЭМС для встраивания в сферические и цилиндрические оболочки ограниченного диаметра также можно получить использованием вариантов аксиальных ЭМС с витыми разрезными стыковыми магнитопроводами.

Магнитопровод симметричной пространственной ЭМС [4] с двухконтурными фазными элементами и шестигранным сечением стержней (рис. 9,а) формируется навивкой с осевым смещением на Δ_{CM} (1) каждого последующего витка фазных элементов (рис. 9,б) из полос (разверток ленты) ЭТС $acde$ содержащих прямоугольный $abde$ и треугольный bcd участки (рис. 9,в).

Из [8] известно, что витые магнитопроводы аксиальных ЭМС с цилиндрическими ОП и двухконтурными фазными элементами формируются из участков непрерывной ленты изменяющейся ширины которые при намотке образуют части контура сечения стержня вписанного в окружность. Поэтому магнитопроводы ЭМС (рис. 8,а и б) и (рис. 9,а), как и витые магнитопроводы ЭМС с цилиндрическими ОП, характеризующиеся значительно более сложным раскроем исходного проката ЭТС, могут быть изготовлены с использованием существующего технологического оборудования. Такое оборудование, согласно [7, 8], позволяет навивать фазные элементы при безотходном раскрое ЭТС.

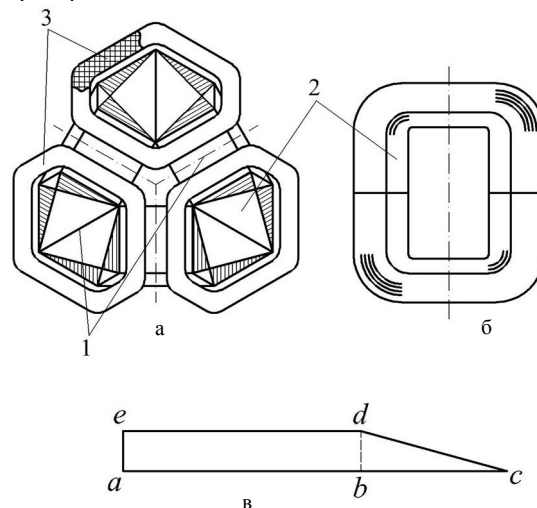


Рис. 9. Конструктивная схема (в поперечном сечении) трехфазной аксиальной электромагнитной системы (а), фазный элемент (б) и заготовка полосы электротехнической стали (в) для навивки фазного элемента: 1 – магнитопровод; 2 – секция (фазный элемент) магнитопровода; 3 – катушка обмотки

Высокое, использование геометрического объема с $K_{ГЦ} \approx 0,8...0,85$ при встраивании в цилиндрические оболочки обеспечивает трехфазная пространственная

симметричная ЭМС с плоскими торцевыми поверхностями витого разрезного стыкового магнитопровода [14]. Коэффициент (2) повышается использованием ярем с внутренними контурами по форме близкими к треугольным и выполнением стержней магнитопровода с секторной формой сечения создающей попарную параллельность плоскостей прямоугольных обмоточных окон (рис. 10,а). Указанные стержни собираются из элементов являющихся частями кольцевых коаксиальных заготовок которые разрезаются в плоскостях отстоящих на 120° (рис. 10,б).

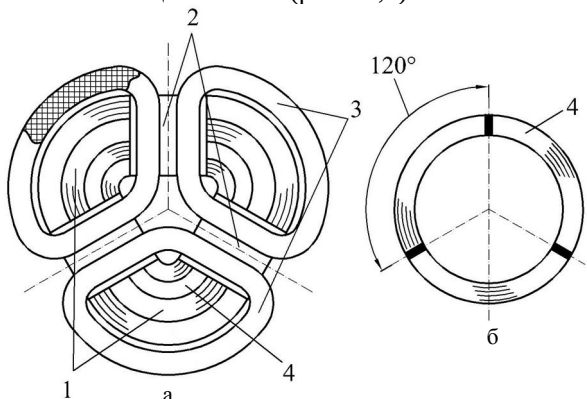


Рис. 10. Конструктивная схема (в поперечном сечении) трехфазной аксиальной электромагнитной системы (а) и заготовка элементов стержней магнитопровода (б): 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки; 4 – витой разрезной элемент стержня

Аксиальная ЭМС (рис. 10, а) отличается высокой степенью электромагнитной симметрии и может обеспечить требование электромагнитной совместимости ИСУ, заключающееся в практическом отсутствии внешнего магнитного поля [15].

Формированием структуры (рис. 11,а и б) в виде отдельных витых секций ромбического сечения и их соединения с образованием одного стержня шестигранного поперечного сечения формируется стыковый витой магнитопровод однофазной пространственной ЭМС (рис. 11,в) [9].

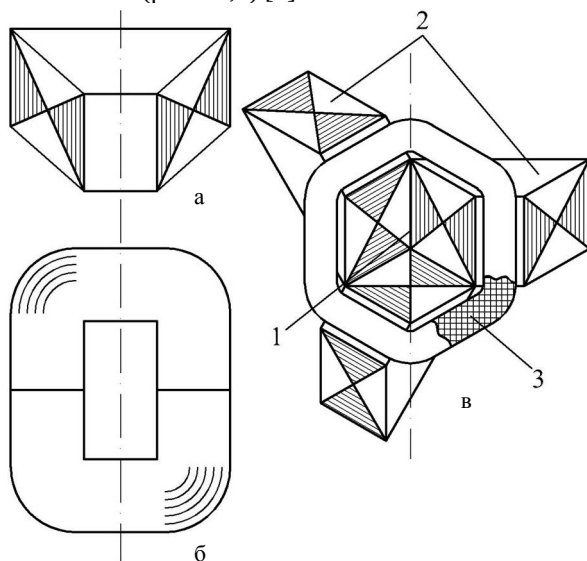


Рис. 11. Секция (а, б) и конструктивная схема (в поперечном сечении) однофазной аксиальной электромагнитной системы (в) с витым разрезным трехсекционным магнитопроводом: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Ромбические сечения в каждой секции (рис. 11,а и б) магнитопровода ЭМС (рис. 11,в), аналогично секции (рис. 9,б), формируются при навивке ленты ЭТС с осевым смещением каждого последующего витка на $\Delta_{\text{см}}$ (1). При этом, для изготовления составляющих магнитопровод ЭМС (рис. 11,в) секций, используется лента (рулон) ЭТС постоянной ширины.

Для оценки результативности различных вариантов структурных преобразований ЭМС, представленных в [5] и на рис. 3-11, необходимо решение комплекса задач структурной оптимизации ИСУ. Такую оптимизацию целесообразно выполнять на основе разработки математических моделей анализа массо-стоимостных показателей и основных потерь активной части ИСУ исходя из универсальных, то есть приемлемых и идентичных для любой из существующих и возможных нетрадиционных вариантов ЭМС [4], а также относительных геометрических управляемых переменных [3, 16].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В [5] и настоящей работе представлена концепция развития ИСУ преобразованием структур ЭМС, позволяющая сформулировать следующие выводы.

1. Традиционные структурно-технологические решения ЭМС однофазных и трехфазных ИСУ не удовлетворяют в достаточной степени современным требованиям минимальной материалоемкости, высокой надежности и компактности.

2. Имеется потенциальная возможность повышения электродинамической устойчивости и надежности ИСУ на основе многогранных ОК обмоток и магнитопроводов.

3. Шестигранные, восьмигранные и девятигранные, а также треугольные, ромбические и секторные ОК катушек обмоток, обмоточных окон, а также сечений стержней и магнитопроводов в целом, позволяют обеспечить компактность и создают предпосылки комплексного повышения технико-экономических показателей ИСУ как с аксиальными, так и с радиальными структурами ЭМС.

4. Преобразование ЭМС на основе треугольных, ромбических и многогранных ОК является в целом универсальным способом усовершенствования ИСУ однофазного и трехфазного тока как распределительного, так и специального назначений.

5. Технические решения активной части ИСУ с многогранными ОК элементов ЭМС базируются на существующих технологиях шихтованных и витых магнитопроводов и при организации технологического процесса изготовления не требуют перестройки или существенной модернизации действующего производства. Также нет необходимости в создании нового специального технологического оборудования.

6. Целесообразны постановка и решение комплекса задач структурной оптимизации ЭМС, определения областей наиболее эффективного применения лучших вариантов, а также разработки ИСУ различных мощностей и назначений с решением технологических вопросов производства катушек обмоток и магнитопроводов с многогранными ОК.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Шидловский А.К., Федоренко Г.М. Макроекономічні та електротехнічні тренди в електроенергетиці України 1900-2000р // Техн. електродинаміка. - 2002. - № 5. - С. 3-12.
2. Пуйло Г.В., Кузьменко И.С., Тонгалюк В.В. Современные тенденции совершенствования распределительных трансформаторов // Електротехніка і електромеханіка. - 2008. - № 2. - С. 48-52.
3. Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А. Показатели качества и структурной оптимизации пространственных электромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей // Електротехніка і електромеханіка. - 2003. - № 4. - С. 79-82.
4. Ставинский А.А., Ставинский Р.А. Классификации структур и элементов электромагнитных систем электромеханических и индукционных статических преобразователей // Електротехніка і електромеханіка. - 2008. - № 2. - С. 53-58.
5. Ставинский А.А. Генезис структур и предпосылки усовершенствования трансформаторов и реакторов преобразованием контуров электромагнитных систем (электродинамическая устойчивость и системы со стыковыми магнитопроводами) // Електротехніка і електромеханіка. - 2011. - № 5. - С. 43-47.
6. Бальян Р.Х. Трансформаторы малой мощности. - Л. Судпромгиз, 1961. - 368 с.
7. Магнитопроводы силовых трансформаторов (технология и оборудование) / А.И. Майорец, Г.И. Пшеничный, Я.З. Чечелюк и др. - М.: Энергия, 1973. - 272 с.
8. Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учебное пособие для вузов. - 5-е изд. Перераб. и доп. - М. Энергоатомиздат, 1986. - 528 с.
9. Патент на винахід 91756 Україна, МПК(2009) H01F 3/00, H01F 27/24. Магнітопровід індукційного статичного пристрою // А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський. - а200813524; Заявл. 24.11.2008; Опубл. 25.08.2009, Бюл. №16. - 4 с.
10. Патент на корисну модель 38596 Україна, МПК(2009) H01F 27/28, H01F 27/30, H01F 27/32. Обмотка статичного індукційного пристрою. // А.А. Ставинський, Р.А. Ставинський, О.М. Циганов. - u200809425; Заявл. 18.07.2008; Опубл. 10.03.2009, Бюл. №5. - 3 с.
11. Шереметьевский Н.Н. Электромеханика и мирный космос // Електротехніка. - 1987. - № 6. - С. 10-16.
12. Ставинский А.А., Забора И.Г. Усовершенствование оборудования водолазных комплексов на основе специальных исполнений электромеханических устройств // Проблемы автоматизации та електрообладнання транспортних засобів: Матеріали Всеукраїнської наук. техн. конф. с міжнар. участю. - Миколаїв: НУК, 2006. - С. 194-202.
13. Месенжик Я.З., Осягин А.А. Силовые кабельные линии для погружных электросистем. - М.: Энергоиздат, 1987. - 240 с.
14. Патент на винахід 51437 Україна, МПК H01F 27/24, H01F 29/14, H01F 27/26. Просторова магнітна система // А.А. Ставинський, В.І. Крайнюк, Р.А. Ставинський і др. - 2002042583; Заявл. 02.04.2002; Опубл. 17.01.2005, Бюл. №1. - 2 с.
15. Ставинский А.А., Ставинский Р.А., Плахтырь О.О. Способы обеспечения специальных требований к силовому электрооборудованию на основе трансформаторов и трансформаторных преобразователей с пространственной структурой активной части // Електротехніка і електромеханіка. - 2005. - № 4. - С. 30-36.
16. Ставинский Р.А. Нетрадиционные технические решения, постановка задачи и метод структурной оптимизации индукционных статических устройств // Вісник КДУ. Кременчук: КДУ, 2010. - Вип. 4/2010(63) Ч.2. - С. 91-94.

Bibliography (transliterated): 1. Shidlovskij A.K., Fedorenko G.M. Makroekonomichni ta elektrotehnichni tren di v elektroenergetici Ukraїni 1900-2000r // Tehn. elektrodinamika. - 2002. - № 5. - S. 3-12. 2. Pujlo G.V., Kuz'menko I.S., Tongalyuk V.V. Sovremennye tendencii sovershenstvovaniya raspredelitel'nyh transformatorov // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2008. - № 2. - S. 48-52. 3. Stavinskij A.A., Plahytr' O.O., Stavinskij R.A. Pokazateli kachestva i strukturnoj optimizacii prostranstvennyh 'elektromagnitnyh sistem trehfaznyh transformatorov, reaktorov i drossелей // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2003. - № 4. - S. 79-82. 4. Stavinskij A.A., Stavinskij R.A. Klassifikacii struktur i 'elementov 'elektromagnitnyh sistem 'elektromehanicheskikh i indukcionnyh staticheskikh preobrazovatelej // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2008. - № 2. - S. 53-58. 5. Stavinskij A.A. Genезis struktur i predposylki usovershenstvovaniya transformatorov i reaktorov preobrazovanіem konturov 'elektromagnitnyh sistem ('elektrodinamicheskaya ustojchivost' i sistemy so stykovymi magnitoprovodami) // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 5. - S. 43-47. 6. Bal'yan R.H. Transformatory maloj moschnosti. - L. Sudpromgiz, 1961. - 368 s. 7. Magnitoprovody silovyh transformatorov (tehnologiya i oborudovanie) / A.I. Majorec, G.I. Pshenichnyj, Ya.Z. Chechelyuk i dr. - M.: 'Energiya, 1973. - 272 s. 8. Tihomirov P.M. Raschet transformatorov: Uchebnoe posobie dlya vuzov. - 5-e izd. Pere-rab. i dop. - M. 'Energoatomizdat, 1986. - 528 s. 9. Patent na vinahid 91756 Ukraїna, MPK(2009) H01F 3/00, H01F 27/24. Magnitoprovod indukcionnogo statichnogo pristroyu // A.A. Stavinskij, R.A. Stavinskij. - a200813524; Zayavl. 24.11.2008; Opubl. 25.08.2009, Byul. №16. - 4 s. 10. Patent na korisnu model' 38596 Ukraїna, MPK(2009) H01F 27/28, H01F 27/30, H01F 27/32. Obmotka statichnogo indukcionnogo pristroyu. // A.A. Stavinskij, R.A. Stavinskij, O.M. Ciganov. - u200809425; Zayavl. 18.07.2008; Opubl. 10.03.2009, Byul. №5. - 3 s. 11. Shere-met'evskij N.N. 'Elektromehanika i mirnyj kosmos // 'Elektrotehnika. - 1987. - № 6. - S. 10-16. 12. Stavinskij A.A., Zabora I.G. Us-overshenstvovanie oborudovaniya vodolaznyh kompleksov na osnove special'nyh ispolnenij 'elektromehanicheskikh ustrojstv // Problemi avtomatiki ta elektroobladnannya transportnih zasobiv: Materiali Vseukraїns'koї nauk. tehn. konf. s mizhnar. uchastyu. - Mikołaїv: NUK, 2006. - S. 194-202. 13. Mesenzhnik Ya.Z., Osyagin A.A. Silovye kabel'nye linii dlya pogruzhnyh 'elektrosistem. - M.: 'Energoizdat, 1987. - 240 s. 14. Patent na vinahid 51437 Ukraїna, MPK H01F 27/24, H01F 29/14, H01F 27/26. Prostorova magnitna sistema // A.A. Stavinskij, V.I. Krajnyuk, R.A. Stavinskij i dr. - 2002042583; Zayavl. 02.04.2002; Opubl. 17.01.2005, Byul. №1. - 2 s. 15. Stavinskij A.A., Stavinskij R.A., Plahytr' O.O. Sposoby obespecheniya special'nyh trebovanij k silovomu 'elektrooborudovaniyu na osnove transformatorov i transformatornyh preobrazovatelej s prostranstvennoj strukturoj aktivnoj chasti // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2005. - № 4. - S. 30-36. 16. Stavinskij R.A. Netradicionnye tehicheskie resheniya, postanovka zadachi i metod strukturnoj optimizacii indukcionnyh staticheskikh ustrojstv // Visnik KDU. Kremen-chuk: KDU, 2010. - Vip. 4/2010(63) Ch.2. - S. 91-94.

Поступила 17.06.2011

Ставинский Андрей Андреевич, д.т.н., проф.
Национальный университет кораблестроения
им. Адмирала Макарова
кафедра "Судовые электроэнергетические системы"
54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9
тел. (0512) 39-94-53, e-mail: andreystavynskiy@nuos.edu.ua

Stavinskij A.A.

Evolution of structures and preconditions for transformers and reactors improvement via electromagnetic system circuit transformation (systems with laminated and twisted magnetic circuits).

Feasibility of transformers and reactors improvement on the basis of spatial structures of axial and radial electromagnetic systems, as well as hexagonal and octahedral generatrix contours of winding coils and cross-sections of laminated and twisted magnetic circuits is shown.

Key words – compact axial and radial electromagnetic systems, laminated and twisted magnetic circuits, transformers and reactors improvement.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВЕЛИЧИНЫ ПЕРЕМЕЩЕНИЯ ПЬЕЗОПРИВОДА ФОРСУНКИ

У статті розглянута проблема визначення величини переміщення п'єзопривода форсунки по амплітуді вихідного сигналу. За допомогою експериментальних досліджень визначена амплітуда вихідного сигналу. Визначена залежність величини переміщення п'єзоелемента п'єзопривода від амплітуди вихідного сигналу.

В статье рассмотрена проблема определения величины перемещения пьезопривода форсунки по амплитуде выходного сигнала. При помощи экспериментальных исследований определена амплитуда выходного сигнала. Определена зависимость величины перемещения пьезоэлемента пьезопривода от амплитуды выходного сигнала.

ОПИСАНИЕ ПРОБЛЕМЫ

Повышение экологических требований, предъявляемых к двигателям внутреннего сгорания, требует разработки и усовершенствования систем двигателя. По количеству выбрасываемых в атмосферу вредных веществ двигатели внутреннего сгорания с системой впрыска типа "CommonRail", в которой для впрыска используются пьезофорсунки, являются наиболее современными.

В типичных двигателях впускные, выпускные клапана открываются механически, в двигателях с системой впрыска типа CommonRail впускные, выпускные клапана открываются при помощи электрического сигнала. В качестве впускных клапанов используются пьезофорсунки, для выпуска отработанных газов – соленоиды.

В процессе работы двигателя происходит загрязнение иглы пьезофорсунки, что приводит к залипанию клапана пьезофорсунки. При залипании клапана пьезофорсунки в открытом состоянии происходит постоянная подача топлива в цилиндр, что может привести к разрушению двигателя.

Контроль перемещения выпускных клапанов выполняется по величине сопротивления катушки соленоида, которое увеличивается при открытии форсунки и уменьшается при закрытии [6]. Контроль перемещения иглы пьезофорсунки осуществляется способом, указанным в [1], который заключается в измерении амплитуды $U_{\text{вых}}$ сигнала, снимаемого с выходных электродов пьезопривода [2].

При длительной эксплуатации пьезофорсунок происходит старение пьезоэлементов пьезопривода, отрыв электродов от пьезоэлементов, ухудшение характеристик пьезоэлементов, что приводит к уменьшению величины перемещения иглы пьезофорсунки. Следствием залипания иглы пьезофорсунки и уменьшения величины перемещения иглы пьезофорсунки является подача в цилиндры двигателя недостаточного количества топлива. Таким образом, при контроле наличия перемещения способом, указанным в [1], возникает задача определения величины перемещения.

АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩИХ АНАЛОГОВ

Пьезопривод форсунки осуществляет перемещение X_2 на величину порядка 100 мкм. Таким образом, задача определения величины перемещения пьезопривода аналогична задаче измерения микроперемещений и деформаций.

Измерение микроперемещений при помощи лазерного интерферометра является самым точным. Его

принцип действия основан на явлении интерференции. Лазерный интерферометр позволяет измерять микроперемещения до 0,1 длины волны, что соответствует 0,05 микронметрам. Таким образом, основным достоинством измерения микроперемещения при помощи лазерного интерферометра является возможность измерять перемещения с высокой точностью.

Недостатком измерения микроперемещений при помощи лазерного интерферометра является сложность конструкции измерительного преобразователя и отсутствие возможности измерять перемещения вне лабораторных условий.

Ёмкостной метод определения микроперемещений основан на зависимости электрической емкости конденсатора от размеров, взаимного расположения его обкладок и от диэлектрической проницаемости среды между ними. Данный метод позволяет измерять перемещения порядка 1,5 мкм.

Принцип действия измерения микроперемещений индуктивным способом основан на зависимости индуктивности или взаимной индуктивности обмоток на магнитопроводе от положения, геометрических размеров и магнитного состояния элементов их магнитной цепи. Измерение перемещений индуктивным методом позволяет измерять перемещения величиной порядка 5 мкм. Недостатком индуктивного метода определения величины перемещения является необходимость внесения в объект перемещения катушки индуктивности.

Наиболее подходящим для измерения микроперемещений пьезопривода форсунки является способ, который заключается в присоединении к пьезоприводу форсунки тензорезистора. Данный способ основан на изменении величины сопротивления тензорезистора от перемещения.

Общим недостатком перечисленных способов измерения микроперемещений пьезопривода форсунки является необходимость вносить в конструкцию пьезофорсунки дополнительные датчики, присоединение которых изменяет частотные и переходные характеристики пьезопривода форсунки, а также увеличивает габаритные размеры.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Измерение микроперемещений осуществляется способом, описанным в [1], который заключается в определении величины перемещения X_2 пьезопривода форсунки по амплитуде $U_{\text{вых}}$ сигнала, снимаемого с выходных электродов пьезопривода форсунки рис. 1.

При помощи экспериментальных исследований [7] определено, что амплитуда сигнала, снимаемого с выходных электродов, зависит от размера входных электродов, чем больше соотношение площадей входных, выходных электродов ($S_{вх}/S_{вых}$), тем больше перемещение пьезопривода.

Расчёт величины перемещения осуществляется по формуле

$$X_{\Sigma} = \Delta X \cdot n, \quad (1)$$

где X_{Σ} – величина перемещения пьезопривода, ΔX – величина перемещения одного пьезоэлемента пьезопривода, n – количество пьезоэлементов в пьезоприводе. Таким образом, учитывая, что все пьезоэлементы пьезопривода выполнены из одного материала и обладают одинаковыми свойствами, для определения величины перемещения пьезопривода X_{Σ} достаточно провести эксперимент на одном пьезоэлементе пьезопривода.

Основной задачей экспериментального исследования является определение величины перемещения ΔX пьезоэлемента пьезопривода, по амплитуде $U_{вых}$ сигнала, снимаемого с выходных электродов 5, 6.

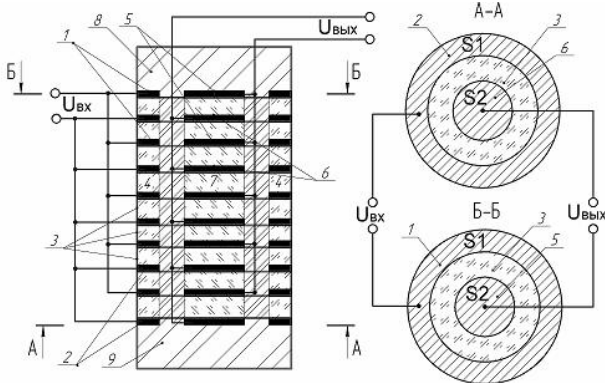


Рис. 1. Пьезопривод

ОСНОВНОЙ МАТЕРИАЛ

Для определения величины перемещения пьезоэлемента, по амплитуде $U_{вых}$ сигнала, снимаемого с выходных электродов 5, 6, пьезоэлемент подключается по схеме отображённой на рис. 2.

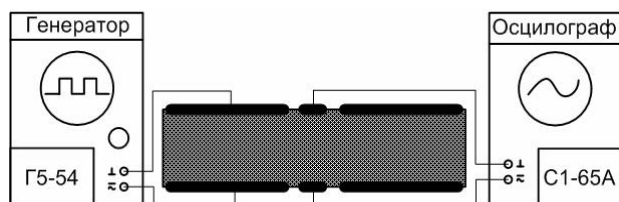


Рис. 2. Схема подключения пьезоэлемента

Параметры и характеристики пьезоэлемента отображены в табл. 1.

Таблица 1

Материал	Диаметр D , мм	Высота L , мм	S_1 , мм ²	S_2 , мм ²
ЦТБС-8	30	2	678	24

Генератором "Г5-54" на входные электроды площадью S_1 подаются напряжения с амплитудами $U_{вх}$ равными 20, 30, 40, 50, 60 В формы "меандр", также при помощи осциллографа "С1-65А" происхо-

дит измерение амплитуды $U_{вых}$ сигнала, снимаемого с выходных электродов площадью S_2 . Результаты измерений отображены в табл. 2.

Таблица 2

Входное напряжение $U_{вх}$, В	Выходное напряжение $U_{вых}$, В
20	10
30	17
40	21
50	25
60	29

Величина перемещения пьезоэлемента пьезопривода определяется по формуле

$$\Delta X = F/k, \quad (2)$$

где F – сила развиваемая пьезоэлементом, k – коэффициент упругости.

Коэффициент упругости зависит как от свойств материала, так и от размеров пьезоэлемента и определяется по формуле

$$k = \frac{E \cdot S}{L}, \quad (3)$$

где E – модуль Юнга, S – площадь поверхности, по которой распределено действие силы, L – высота пьезоэлемента.

Поскольку в свойствах пьезокерамики модуль Юнга не указан, а указана только скорость распространения звука в веществе, модуль Юнга E определим через скорость распространения звука в веществе по формуле

$$E = C^2 \cdot \rho, \quad (4)$$

где C – скорость распространения звука в пьезокерамике, ρ – плотность пьезокерамики;

Сила F , развиваемая пьезоэлементом определяется по формуле

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{вх}}{g_{33} \cdot L}, \quad (5)$$

где S_1 – площадь входных электродов, $U_{вх}$ – амплитуда входного сигнала, g_{33} – электрическая константа по напряжению в режиме приёма, L – высота пьезоэлемента.

Параметры пьезокерамического материала ЦТБС-8:

$$g_{33} = 25,4 \cdot 10^{-3} \text{ В} \cdot \text{м/Н}, \quad C = 3,2 \cdot 10^3 \text{ м/с},$$

$$\rho = 7,6 \cdot 10^3 \text{ кг/м}^3,$$

где C – скорость распространения звука в пьезокерамике, ρ – плотность пьезокерамики.

Для определения величины перемещения пьезоэлемента определим модуль Юнга E

$$E = C^2 \cdot \rho = (3,2 \cdot 10^3)^2 \cdot 7,6 \cdot 10^3 = 7,7 \cdot 10^{10}.$$

Рассчитаем коэффициент упругости k

$$k = \frac{E \cdot S}{L} = \frac{7,7 \cdot 10^{10} \cdot 0,000706}{0,002} = 2,71 \cdot 10^{10}.$$

Сила F , развиваемая пьезоэлементом при подаче электрического напряжения амплитудой $U_{вх} = 20$ В равняется

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{вх}}{g_{33} \cdot L} = \frac{0,000678 \cdot 20}{25,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002} = 266,9 \text{ Н}.$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 30$ В равняется

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{\text{вх}}}{g_{33} \cdot L} = \frac{0,000678 \cdot 30}{25,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002} = 400,39 \text{ Н.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 40$ В равняется

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{\text{вх}}}{g_{33} \cdot L} = \frac{0,000678 \cdot 40}{25,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002} = 533,85 \text{ Н.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 50$ В равняется

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{\text{вх}}}{g_{33} \cdot L} = \frac{0,000678 \cdot 50}{25,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002} = 667,3 \text{ Н.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 60$ В равняется

$$F = \frac{S_1 \cdot U_{\text{вх}}}{g_{33} \cdot L} = \frac{0,000678 \cdot 60}{25,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,002} = 800,787 \text{ Н.}$$

Перемещение пьезоэлемента при подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 20$ В равняется

$$\Delta X = F/k = \frac{266,9}{2,71 \cdot 10^{10}} = 98,48 \cdot 10^{-10} \text{ м.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 30$ В равняется

$$\Delta X = F/k = \frac{400,39}{2,71 \cdot 10^{10}} = 147,7 \cdot 10^{-10} \text{ м.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 40$ В равняется

$$\Delta X = F/k = \frac{533,85}{2,71 \cdot 10^{10}} = 196,9 \cdot 10^{-10} \text{ м.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 50$ В равняется

$$\Delta X = F/k = \frac{667,3}{2,71 \cdot 10^{10}} = 246,2 \cdot 10^{-10} \text{ м.}$$

При подаче электрического напряжения амплитудой $U_{\text{вх}} = 60$ В равняется

$$\Delta X = F/k = \frac{800,787}{2,71 \cdot 10^{10}} = 295,49 \cdot 10^{-10} \text{ м.}$$

ВЫВОД

По результатам экспериментальных исследований можно сделать вывод о возможности контролировать величину перемещения ΔX пьезоэлемента, по амплитуде $U_{\text{вых}}$ выходного напряжения.

В табл. 3 отображены данные расчёта величины перемещения.

Таблица 3

Расчётное значение перемещения пьезоэлемента ΔX , м	Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$, В
$102,65 \cdot 10^{-10}$	10
$153,9 \cdot 10^{-10}$	17
$205,32 \cdot 10^{-10}$	21
$256,6 \cdot 10^{-10}$	25
$307,9 \cdot 10^{-10}$	29

ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Перспективами дальнейших исследований является определение влияния параметров окружающей среды, электромагнитных излучений на величину перемещения пьезопривода.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Пат. № 54009 України, МКП(2006) F02M 51/00. П'єзопривід / М.Д. Кошовий, О.О. Стрілець (Україна). – № u201004629; Заявл. 19.04.2010; Опубл. 25.10.2010, Бюл. №20.
2. Пат. № 34947 України, МКП(2006) F02D 41/40. Пристрій керування системою впрыскування палива / М.Д. Кошовий, О.О. Стрілець (Україна). – №u200804544; Заявл. 09.04.2008; Опубл. 26.08.2008, Бюл. №16.
3. Пьезоэлектрические преобразователи / В.М. Шарапов, И.Г. Минаев, Ю.Ю. Бондаренко, Т.Ю. Кисиль, М.П. Мусиенко, С.В. Роттэ, И.Б. Чудаева / Под ред. В.М. Шарапова. – Черкассы; ЧГТУ, 2004. – 435 с.
4. Шарапов В.М., Мусиенко М.П., Шарапова Е.В. Пьезоэлектрические датчики / Под ред. В.М. Шарапова. – М.: Техносфера, 2006. – 632 с.
5. Стрелец А.А. Определение оптимального расположения электродов пьезопривода форсунки // Електротехніка і електромеханіка. – 2011. – № 4. – С. 53-55.
6. Системы впрыска топлива BOSCH / Сост. В.А. Деревянко; Пер. с пол. В. Мицкевич. – М.: Петит, 2000. – 200 с.

Bibliography (transliterated): 1. Pat. № 54009 Ukraini, MKP(2006) F02M 51/00. P'ezo privid / M.D. Koshovij, O.O. Strilec' (Ukraine). - № u201004629; Zayavl. 19.04.2010; Opubl. 25.10.2010, Byul. №20. 2. Pat. № 34947 Ukraini, MKP(2006) F02D 41/40. Pristrij keruvannya sistemoju vpryskuvannya paliva / M.D. Koshovij, O.O. Strilec' (Ukraine). - №u200804544; Zayavl. 09.04.2008; Opubl. 26.08.2008, Byul. №16. 3. P'ezo`elektricheskie preobrazovateli / V.M. Sharapov, I.G. Minaev, Yu.Yu. Bondarenko, T.Yu. Kisil', M.P. Musienko, S.V. Rott'e, I.B. Chudaeva / Pod red. V.M. Sharapova. - Cherkassy; ChGTU, 2004. - 435 s. 4. Sharapov V.M., Musienko M.P., Sharapova E.V. P'ezo`elektricheskie datchiki / Pod red. V.M. Sharapova. - M.: Tehnosfera, 2006. - 632 s. 5. Strelec A.A. Opredelenie optimal'nogo raspolozheniya `elektrodov p'ezoprivoda forsunki // Elektrotehnika i elektromehanika. - 2011. - № 4. - S. 53-55. 6. Sistemy vpryska topliva BOSCH / Sost. V.A. Derevyanko; Per. s pol. V. Mickevich. - M.: Petit, 2000. - 200 s.

Поступила 02.09.2011

Стрелец Александр Александрович

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ" кафедра "Информационно-измерительные системы" 61070, Харьков, ул. Чкалова 17 тел. (063) 312-51-84

Strelets A.A.

Determination of displacement value of an injector piezoelectric actuator.

A problem of an injector piezoelectric actuator displacement determination through output signal amplitude is considered. The output signal amplitude is determined via experimental research. Functional dependence of the piezoelectric actuator piezoelectric element displacement on the output signal amplitude is revealed.

Key words – common rail, piezoelectric valve, piezoelectric actuator, piezoelectric sensor, piezoelectric transformer, domain-dissipative.

ДИНАМИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНОМ ВИБРАТОРЕ С РЕАКТИВНЫМИ МАССАМИ

Розроблено динамічну модель електромеханічних процесів у електромагнітному вібраторі з двома симетрично розташованими реактивними масами. В моделі враховуються поворотні рухи якорів електромагнітів, локальні насичення сталі та потоки розсіювання. Запропонована модель може використовуватись для розрахунків динаміки електромагнітних вібраторів з метою раціонального вибору їх параметрів при проектуванні, а також для розв'язання задач аналізу та синтезу систем автоматичного керування електромагнітними вібраторами.

Разработана динамическая модель электромеханических процессов в электромагнитном вибраторе с двумя симметрично расположенными реактивными массами. В модели учитываются поворотные движения якорей электромагнитов, локальные насыщения стали и потоки рассеяния. Предложенная модель может использоваться для расчетов динамики электромагнитных вибраторов с целью рационального выбора их параметров при проектировании, а также для решения задач анализа и синтеза систем автоматического управления электромагнитными вибраторами.

ВВЕДЕНИЕ

Электромагнитные вибраторы применяются в вибрационных установках для транспортировки сыпучих веществ, уплотнения бетонных смесей, ориентации деталей, сепарации и многих других технологических процессов [2]. По сравнению с центробежными вибраторами они обладают рядом преимуществ: значительно меньшее энергопотребление при работе в резонансном или околорезонансном режиме; возможность создавать вибрации с частотой более 100 Гц; возможность управлять амплитудой вибрации независимо от частоты; значительно больший рабочий ресурс; более высокая надежность [1, 2]. Поэтому моделирование электромеханических процессов в электромагнитных вибраторах с целью усовершенствования их конструкции, рационального выбора параметров, синтеза систем автоматического управления амплитудой и частотой, является актуальной задачей.

АНАЛИЗ ПРЕДЫДУЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В работе [1] предложена конструкция электромагнитного вибратора с двумя симметрично расположенными реактивными массами, в которой за счет эффекта рычага обеспечивается большая амплитуда колебаний реактивных масс при малой амплитуде якорей электромагнитов. Преимуществом такого вибратора является высокий КПД благодаря малой величине воздушного зазора. Для описания электромеханических процессов в работе [1] используются аналитические зависимости, составленные на основании метода вероятных путей замыкания потока, аппроксимации кривой намагничивания стали, законов Кирхгофа для магнитных цепей и формулы Максвелла для вычисления электромагнитной силы. При этом не учитываются угловые перемещения якорей электромагнитов, потоки рассеяния и локальные насыщения стали. Это не позволяет обеспечить достаточную точность расчета при моделировании.

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью данной работы является создание динамической модели, обеспечивающей высокую точность расчета электромеханических процессов в электромагнитном вибраторе с двумя симметрично расположенными реактивными массами.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для описания механических процессов в колебательной системе с электромагнитным вибратором

примем следующие допущения:

– колебательная система симметрична, поэтому можно рассматривать только ее половину: один электромагнит, одну реактивную массу и половину массы рабочего органа (рис. 1);

– угол поворота якоря α принимает настолько малые значения, что

$$\operatorname{tg}(\alpha) \approx \sin(\alpha) \approx \alpha. \quad (1)$$

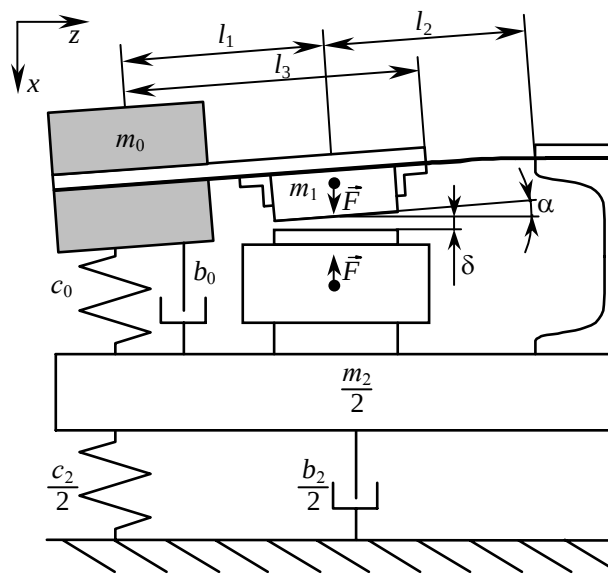


Рис. 1. Схема колебательной системы с электромагнитным вибратором

Динамика колебательной системы может быть описана следующими дифференциальными уравнениями:

$$m_0 A_0 \frac{d^2 x_0}{dt^2} + b_0 A_0 \frac{dx_0}{dt} + (c_0 A_0 - 1)x_0(t) +$$

$$+ m_1 A_1 \frac{d^2 x_1}{dt^2} - b_0 A_0 \frac{dx_2}{dt} - (c_0 A_0 - 1)x_2(t) = A_1 F(t) \quad ; \quad (2)$$

$$m_0 A_2 \frac{d^2 x_0}{dt^2} + b_0 A_2 \frac{dx_0}{dt} + c_0 A_2 x_0(t) + m_1 A_3 \frac{d^2 x_1}{dt^2} -$$

$$- x_1(t) - b_0 A_2 \frac{dx_2}{dt} - (c_0 A_2 - 1)x_2(t) = A_3 F(t); \quad (3)$$

$$m_0 \frac{d^2 x_0}{dt^2} + m_1 \frac{d^2 x_1}{dt^2} + \frac{1}{2} m_2 \frac{d^2 x_2}{dt^2} + \frac{1}{2} b_2 \frac{dx_2}{dt} + \frac{1}{2} c_2 x_2(t) = 0, \quad (4)$$

где m_0 – реактивная масса; m_1 – масса якоря электромагнита с креплениями; m_2 – масса рабочего органа с обрабатываемым материалом; c_0 и b_0 – соответственно жесткость и коэффициент потерь подвеса реактивной массы; c_2 и b_2 – соответственно жесткость и коэффициент потерь подвеса рабочего органа; x_0, x_1, x_2 – координаты перемещения реактивной массы, якоря и рабочего органа соответственно; F – сила, создаваемая электромагнитом; A_0, A_1, A_2, A_3 – коэффициенты, характеризующие упругие свойства системы "рычаг – упругая пластина".

Коэффициенты A_0, A_1, A_2, A_3 рассчитываются следующим образом:

$$A_0 = \frac{l_3^3 - (l_1 + l_2)^3}{3EJ}; \quad A_1 = \frac{l_1 \cdot (l_1^2 - 3(l_2^2 + l_3^2)) + 2(l_3^3 - l_2^3)}{6EJ};$$

$$A_2 = -\frac{l_2^2 \cdot (3l_1 + 2l_2)}{6EJ}; \quad A_3 = -\frac{l_3^3}{3EJ} \text{ при } l_3 \leq l_1;$$

$$A_2 = A_1; \quad A_3 = \frac{(l_3 - l_1)^3 - l_2^3}{3EJ} \text{ при } l_3 > l_1,$$

где l_1 – расстояние между центрами тяжести реактивной массы и якоря; l_2 – расстояние между центром тяжести якоря и точкой крепления упругой пластины к стойке; l_3 – расстояние между центром тяжести реактивной массы и точкой крепления рычага к упругой пластине (рис. 1); E – модуль упругости; J – момент инерции сечения пластины.

Преобразовав уравнения (2) – (4) по Лапласу и решив их совместно относительно x_0, x_1, x_2 , получим следующие соотношения:

$$x_0(p) = W_{x0}(p)F(p); \quad (5)$$

$$x_1(p) = W_{x1}(p)F(p); \quad (6)$$

$$x_2(p) = W_{x2}(p)F(p), \quad (7)$$

где $W_{x0}(p)$; $W_{x1}(p)$ и $W_{x2}(p)$ – передаточные функции, описывающие связь между приложенной силой и координатами перемещения. Для рассматриваемой динамической схемы данные функции имеют следующий вид:

$$W_{x0}(p) = \frac{N_{0,3}p^3 + N_{0,2}p^2 + N_{0,1}p + N_{0,0}}{D_6p^6 + D_5p^5 + D_4p^4 + D_3p^3 + D_2p^2 + D_1p + D_0};$$

$$W_{x1}(p) = \frac{N_{1,4}p^4 + N_{1,3}p^3 + N_{1,2}p^2 + N_{1,1}p + N_{1,0}}{D_6p^6 + D_5p^5 + D_4p^4 + D_3p^3 + D_2p^2 + D_1p + D_0};$$

$$W_{x2}(p) = \frac{N_{2,4}p^4 + N_{2,3}p^3 + N_{2,2}p^2}{D_6p^6 + D_5p^5 + D_4p^4 + D_3p^3 + D_2p^2 + D_1p + D_0},$$

где

$$N_{0,0} = -c_2 A_1; \quad N_{0,1} = -b_2 A_1;$$

$$N_{0,2} = m_1 \cdot (c_0 \cdot (A_1 A_2 - A_0 A_3) - A_1 + A_3) - m_2 A_1;$$

$$N_{0,3} = m_1 b_0 \cdot (A_1 A_2 - A_0 A_3);$$

$$N_{1,0} = c_0 c_2 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2) - c_2 A_3;$$

$$N_{1,1} = (b_0 c_2 + b_2 c_0) (A_0 A_3 - A_1 A_2) - b_2 A_3;$$

$$N_{1,2} = m_0 \cdot ((c_0 + c_2) (A_0 A_3 - A_1 A_2) + A_1 - A_3) +$$

$$+ m_2 \cdot (c_0 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2) - A_3) + b_0 b_2 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2);$$

$$N_{1,3} = m_0 \cdot (b_0 + b_2) (A_0 A_3 - A_1 A_2) +$$

$$+ m_2 b_0 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2); \quad N_{1,4} = m_2 m_0 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2);$$

$$N_{2,2} = m_1 c_0 \cdot (A_1 A_2 - A_0 A_3) + m_0 A_1 + m_1 A_3;$$

$$N_{2,3} = m_1 b_0 \cdot (A_1 A_2 - A_0 A_3);$$

$$N_{2,4} = m_0 m_1 \cdot (A_1 A_2 - A_0 A_3);$$

$$D_0 = c_2 \cdot (1 - c_0 A_0); \quad D_1 = b_2 - A_0 \cdot (b_0 c_2 + b_2 c_0);$$

$$D_2 = m_1 \cdot (1 - c_0 A_0 - c_2 A_3 + c_0 c_2 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2)) +$$

$$+ m_0 \cdot (1 - A_0 \cdot (c_0 + c_2)) + m_2 \cdot (1 - c_0 A_0) - b_0 b_2 A_0;$$

$$D_3 = -m_1 \cdot (b_0 \cdot (A_0 - c_2 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2))) +$$

$$+ b_2 \cdot (A_3 - c_0 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2))) - m_0 A_0 \cdot (b_0 + b_2) - m_2 b_0 A_0;$$

$$D_4 = m_1 \cdot (m_0 \cdot (A_1 + A_2 - A_0 - A_3) + (A_0 A_3 - A_1 A_2) \times$$

$$\times (m_0 \cdot (c_0 + c_2) + m_2 c_0 + b_0 b_2) - m_2 A_3) - m_0 m_2 A_0;$$

$$D_5 = m_1 \cdot (m_2 b_0 + m_0 \cdot (b_0 + b_2)) (A_0 A_3 - A_1 A_2);$$

$$D_6 = m_0 m_1 m_2 \cdot (A_0 A_3 - A_1 A_2).$$

Для определения угла поворота якоря α , согласно приведенной в [4] методике составим уравнение изогнутой линии упругой пластины:

$$x(z) = \frac{F - F_{p0} - F_{p1}}{6EJ} z^3 - \frac{F - F_{p1}}{2EJ} l_1 z^2 - \frac{(F - F_{p1})(l_2 - l_1) - F_{p0} \cdot (l_1 + l_2)}{2EJ} (l_1 + l_2) z + \frac{(F - F_{p1})(2l_2 - l_1) - 2F_{p0} \cdot (l_1 + l_2)}{6EJ} (l_1 + l_2)^2$$

где F_{p0} и F_{p1} – силы реакции соответственно реактивной массы и массы якоря. Учитывая (1), найдем α как частную производную $\partial x / \partial z$ при $z = l_3$:

$$\alpha \approx \frac{\partial x}{\partial z} \Big|_{z=l_3} = (F - F_{p1}) \frac{l_3^2 - 2l_1 l_3 + l_1^2 - l_2^2}{2EJ} + F_{p0} \frac{(l_1 + l_2)^2 - l_3^2}{2EJ}. \quad (8)$$

Мгновенные значения сил реакции определяются следующими уравнениями:

$$F_{p0}(t) = m_0 \frac{d^2 x_0}{dt^2} + b_0 \left(\frac{dx_0}{dt} - \frac{dx_2}{dt} \right) + c_0 (x_0(t) - x_2(t)); \quad (9)$$

$$F_{p1}(t) = m_1 \frac{d^2 x_1}{dt^2}. \quad (10)$$

Преобразуем (9) и (10) по Лапласу и подставим (5) – (6) в полученные уравнения:

$$F_{p0}(p) = W_{p0}(p)F(p); \quad (11)$$

$$F_{p1}(p) = W_{p1}(p)F(p), \quad (12)$$

где

$$W_{p0}(p) = \frac{N_{3,4}p^4 + N_{3,3}p^3 + N_{3,2}p^2 + N_{3,1}p + N_{3,0}}{D_6p^6 + D_5p^5 + D_4p^4 + D_3p^3 + D_2p^2 + D_1p + D_0};$$

$$W_{p1}(p) = W_{x1}(p) m_1 p^2;$$

$$N_{3,0} = c_0 N_{0,0}; \quad N_{3,1} = b_0 N_{0,0} + c_0 N_{0,1};$$

$$N_{3,2} = m_0 N_{0,0} + b_0 N_{0,1} + c_0 \cdot (N_{0,2} - N_{2,2});$$

$$N_{3,3} = m_0 N_{0,1} + b_0 \cdot (N_{0,2} - N_{2,2}) + c_0 \cdot (N_{0,3} - N_{2,3});$$

$$N_{3,4} = m_0 N_{0,2} + b_0 \cdot (N_{0,3} - N_{2,3}) - c_0 N_{2,4}.$$

Уравнения (5) – (8), (11) и (12) описывают динамическую зависимость координат перемещения подвижных масс x_0 , x_1 , x_2 и угла поворота якоря α от электромагнитной силы F . Последняя, в свою очередь, зависит от трех переменных величин: МДС обмотки IW , величины воздушного зазора δ и угла наклона якоря α . МДС обмотки:

$$IW(t) = \frac{W}{R} \left(U(t) - \frac{d\psi}{dt} \right), \quad (13)$$

где R и W – активное сопротивление и число витков обмотки; U – входное напряжение; $\psi = W\Phi_{cp}$ – потокосцепление; Φ_{cp} – средний магнитный поток, проходящий через обмотку [5]. Величина воздушного зазора:

$$\delta(t) = \delta_0 + x_1(t) - x_0(t), \quad (14)$$

где δ_0 – величина зазора в положении равновесия.

Средний магнитный поток Φ_{cp} также зависит от IW , δ и α . Для решения уравнений динамики колебаний необходимо, чтобы функции $F(IW, \delta, \alpha)$ и $\Phi_{cp}(IW, \delta, \alpha)$ были заданы аналитическими зависимостями. В то же время, для точного определения F и Φ_{cp} необходим численный расчет магнитного поля. В подобных случаях обычно применяется следующий подход [3]: задается ряд значений варьируемых параметров (в данном случае IW , δ и α), для каждой комбинации которых в статике с помощью одного из численных методов рассчитываются значения F и Φ_{cp} ; затем полученные массивы значений интерполируются и используются при расчете динамики. Использование такого подхода позволит создать динамическую модель, наиболее точно описывающую электромагнитные процессы в электромагнитном вибраторе.

Для расчета магнитного поля будем использовать метод конечных элементов, реализованный в программе "Maxwell". Расчетная модель электромагнита приведена на рис. 2.

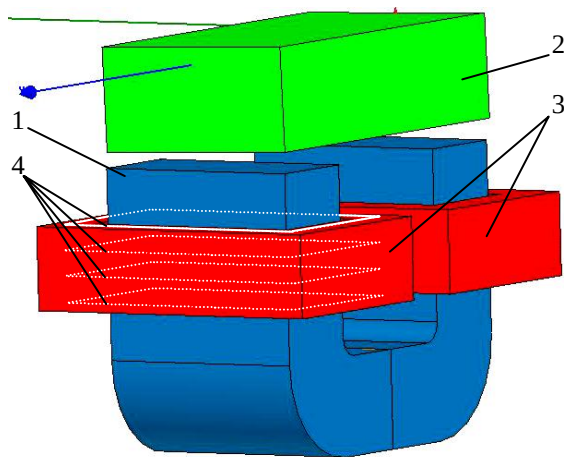


Рис. 2. Модель для расчета магнитного поля в программе "Maxwell": 1 – сердечник электромагнита; 2 – якорь; 3 – двухсекционная обмотка; 4 – контуры для расчета среднего магнитного потока

С помощью данной программы при варьировании величинами IW , δ и α были определены значения силы F и магнитных потоков Φ_1 , Φ_2 , ..., Φ_n , проходящих через контуры среднего витка обмотки на разных уровнях (рис. 2), где n – число контуров. Поток Φ_{cp} определялся как среднее арифметическое потоков Φ_i :

$$\Phi_{cp} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n \Phi_i.$$

На основании полученных массивов значений $\Phi_{cp}(IW, \delta, \alpha)$ и $F(IW, \delta, \alpha)$, а также уравнений (5) – (8), (11) – (14) была создана динамическая модель электромагнитного вибратора в программе "Simulink" (рис. 3). Интерполяция функций $\Phi_{cp}(IW, \delta, \alpha)$ и $F(IW, \delta, \alpha)$ в данной модели осуществляется с помощью кубических сплайнов в блоках "Magnetic flux" и "Magnetic force".

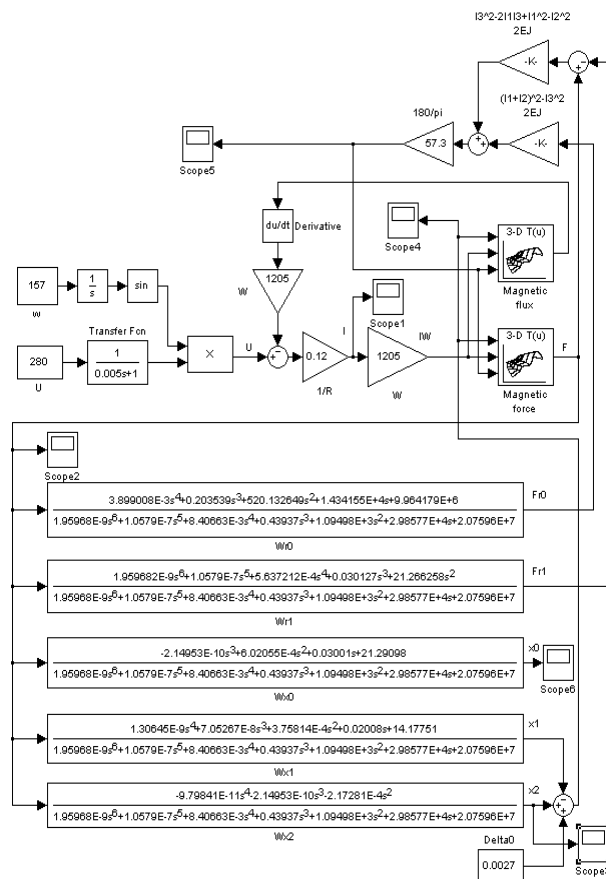


Рис. 3. Динамическая модель электромагнитного вибратора в программе "Simulink"

На рис. 4 приведены временные диаграммы, полученные с помощью разработанной динамической модели. Входным сигналом является синусоидальное напряжение амплитудой 280 В и частотой 25 Гц, которое подается на обмотки электромагнитного вибратора. Сравнительный анализ результатов расчета, полученных с помощью разработанной модели, и результатов, полученных с помощью приближенных методов расчета [1], показал существенное отличие: от 5 % до 40 % для разных значений параметров вибратора.

Следует также отметить, что несмотря на малые значения угла поворота якоря ($\alpha < 1,5^\circ$), данная величина оказывает существенное влияние на электромагнитные процессы, что было обнаружено при сравнении результатов расчетов с помощью разработанной динамической модели и модели, не учитывающей поворотные движения якоря электромагнита. Расхождение результатов при определенных значениях параметров достигает 20 %.

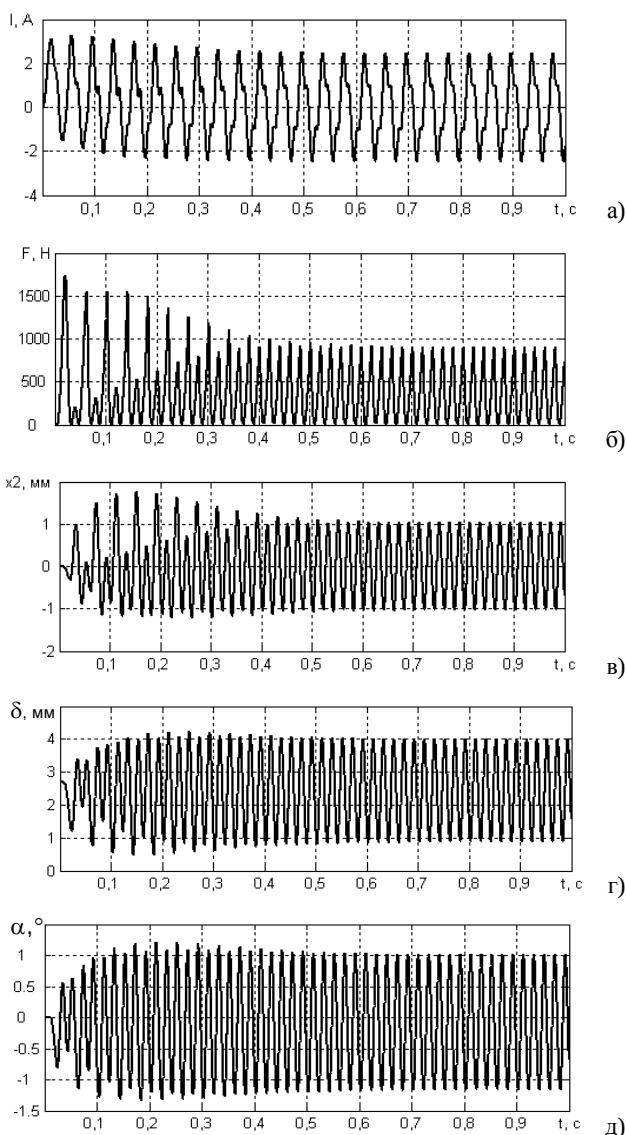


Рис. 4. Временные диаграммы: а – ток; б – электромагнитная сила; в – перемещение рабочего органа; г – величина воздушного зазора; д – угол поворота якоря

ВЫВОДЫ

При моделировании электромеханических процессов в электромагнитном вибраторе с двумя симметрично расположенными реактивными массами необходимо учитывать локальные насыщения стали, потоки рассеяния, а также поворотные колебания якорей электромагнитов.

Разработанная динамическая модель учитывает данные явления и поэтому обеспечивает высокую точность расчетов электромеханических процессов в электромагнитном вибраторе.

Предложенная динамическая модель будет использована при проектировании электромагнитных вибраторов с реактивными массами, а также в дальнейших научных исследованиях, направленных на решение задачи оптимизации параметров электромагнитных вибраторов и задач анализа и синтеза систем автоматического управления частотой и амплитудой создаваемой вибрации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Гуров А.П., Черно А.А. Энергосберегающий вибрационный привод на основе электромагнитного вибратора с реактивными массами // Вісник Кременчуцького державного університету ім. М. Остроградського. – 2010. – Вип. 3, ч.2. – С. 86-89.
2. Ланець О.С. Високоєфективні міжрезонансні вібраційні машини з електромагнітним приводом (Теоретичні основи та практика створення): Монографія. – Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка", 2008. – 324 с.
3. Милых В.И., Ткаченко С.В. Математическое обеспечение численного анализа импульсного возбуждения линейного электродвигателя с двухпараметрической функцией магнитного потокосцепления // Вісник Кременчуцького державного університету ім. М. Остроградського. – 2010. – Вип. 3, ч. 2. – С. 70-73.
4. Справочник по сопротивлению материалов / Писаренко Г.С., Яковлев А.П., Матвеев В.В. – Киев: Наук. думка, 1988. – 736 с.
5. Черно А.А., Гуров А.П., Минчула А.С., Безверхний Д.Л. Моделирование электромеханических процессов в энергосберегающих электромагнитных приводах вибрационных установок // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3 (79). – С. 397-399.

Bibliography (transliterated): 1. Gurov A.P., Cherny A.A. 'Energoberegayushchij vibratsionnyj privod na osnove 'elektromagnitnogo vibratora s reaktivnymi massami // Visnik Kremenchuc'kogo derzhavnogo universitetu im. M. Ostrograds'kogo. - 2010. - Vip. 3, ch.2. - S. 86-89. 2. Lanec' O.S. Visokoeffektivni mizhrezonansni vibracijni mashini z elektromagnitnim privodom (Teoretichni osnovi ta praktika stvorennja): Monografiya. - L'viv: Vidavnicтво Nacional'nogo universitetu "L'vivska politehnika", 2008. - 324 s. 3. Milyh V.I., Tkachenko S.V. Matematicheskoe obespechenie chislennogo analiza impul'snogo vzbuzhdeniya linejnogo 'elektrodvigatelya s dvuhparametricheskoj funkciej magnitnogo potokoscepleniya // Visnik Kremenchuc'kogo derzhavnogo universitetu im. M. Ostrograds'kogo. - 2010. - Vip. 3, ch.2. - S. 70-73. 4. Spravochnik po soprotivleniyu materialov / Pisarenko G.S., Yakovlev A.P., Matveev V.V. - Kiev: Nauk. dumka, 1988. - 736 s. 5. Cherny A.A., Gurov A.P., Minchula A.S., Bezverhny D.L. Modelirovanie 'elektromehaničeskikh processov v 'energoberegayushchih 'elektromagnitnyh privodah vibratsionnyh ustanovok // 'Elektrotehničeskije i komp'yuternye sistemy. - 2011. - № 3 (79). - S. 397-399.

Поступила 23.09.2011

Черно Александр Александрович, к.т.н., доц.
Гуров Анатолий Петрович, к.т.н., проф.
Минчула Александр Сергеевич
Безверхний Дмитрий Леонидович
Национальный университет кораблестроения
им. Адмирала Макарова
кафедра компьютеризованных систем управления
54025, Николаев, просп. Героев Сталинграда 9
тел. (068) 267-34-28, e-mail: AlexTcherny@yandex.ru

Tcherny A.A., Gurov A.P., Minchula A.S., Bezverhny D.L.
A dynamic model of electromechanical processes in an electromagnetic vibrator with reactive masses.

A dynamic model of electromechanical processes in an electromagnetic vibrator with two symmetrically located reactive masses has been worked out. The model takes into account rotary motion of the electromagnet armatures, local saturation of the steel, and leakage fluxes. The model introduced can be used for computation of electromagnetic vibrators dynamics with the purpose of a rational choice of their parameters at designing and also for analysis and synthesis of electromagnetic vibrator automatic control systems.

Key words – dynamic model, electromechanical processes, electromagnetic vibrator.

ВЫБОР ИНДУКТИВНОСТИ РЕАКТОРОВ АКТИВНОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ – ИСТОЧНИКА НАПРЯЖЕНИЯ ПРИ ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТЕ ШИМ

В статті запропонований метод вибору індуктивності реакторів активного випрямляча – джерела напруги, який враховує два електромагнітних процеси в силовій схемі, що проходять, один – на частоті мережі, інший – на частоті широтно-імпульсної модуляції.

В статье предложен метод выбора индуктивности реакторов активного выпрямителя – источника напряжения, учитывающий два электромагнитных процесса в силовой схеме, проходящих, один – на частоте сети, другой – на частоте широтно-импульсной модуляции.

ВВЕДЕНИЕ

Расширение области применения выпрямительных схем, выполненных на быстродействующих силовых полупроводниковых приборах, работающих на высокой частоте переключения, сделало активные выпрямители – источники напряжения (АВИН) одним из наиболее перспективных преобразователей [1-4]. Простота силовой схемы и близкий к единице коэффициент мощности при синусоидальном сетевом токе – это те преимущества, которые позволяют эффективно использовать АВИН в системах электроснабжения с неглубоким регулированием выходного напряжения [2]. При выборе элементов силовой схемы активного выпрямителя (АВ), необходимо уделить особое внимание расчету его параметров, к которым относится величина эквивалентной индуктивности фазного реактора.

Целью настоящей работы является разработка метода и получение расчетных соотношений для выбора индуктивности реакторов в фазах АВИН, работающего с постоянной частотой широтно-импульсной модуляции (ШИМ).

ОСОБЕННОСТИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПРОЦЕССОВ В АВИН

Прежде чем разработать метод расчета индуктивности фазных реакторов, необходимо прояснить особенности электромагнитных процессов, связанных с закачкой энергии в выходной конденсатор и нагрузку при работе АВИН в режиме повышающего преобразователя. Для удобства рассмотрения электромагнитных процессов представим силовую схему активного выпрямителя в виде двух трехфазных параллельных мостов – транзисторного TB и диодного DB , работающих на общую нагрузку R_{Load} , как показано на рис. 1. Из рисунка видно, что в любой момент времени сетевой ток может быть выражен через сумму токов транзистора эмиттерной группы и диода катодной группы, либо сумму токов транзистора коллекторной группы и диода анодной группы

$$i_S = i_T + i_D. \quad (1)$$

Источник трехфазных симметричных напряжений u_{sa}, u_{sb}, u_{sc} , имитирующих промышленную сеть, подключается на вход мостов через суммарную индуктивность $L_\Sigma = L_S + L_R$ и суммарное активное сопротивление $R_\Sigma = R_S + R_R$, где L_S, R_S и L_R, R_R – соответственно индуктивности и активные сопротивления источника и реактора. На объединенный выход параллельных мостов подключаются конденсаторы $C1$ и $C2$, общая точка

которых соединяется с нулевым выводом трехфазного источника. Напряжение на выходном конденсаторе U_0 выше амплитуды линейного напряжения сети и поддерживается постоянным в процессе работы выпрямителя, то есть АВИН работает в режиме повышающего преобразователя напряжения.

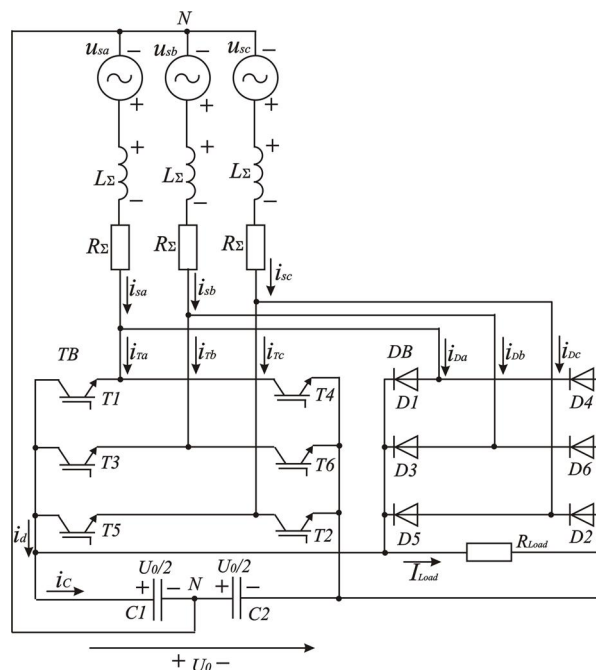


Рис. 1. Силовая схема активного выпрямителя

В работе [4] на примере одной фазы активного выпрямителя было показано, что в зависимости от знака фазного напряжения возможны четыре состояния эквивалентной схемы, в которых ток проводит соответствующий транзистор или диод. Поэтому при положительном фазном напряжении эквивалентная схема одной фазы (например, фазы А) АВИН примет вид, представленный на рис. 2. В открытом состоянии поочередно оказываются транзистор $T4$ и диод $D1$. Так как транзистор $T1$ при подаче отпирающего импульса не будет участвовать в процессе проводимости, то он исключен из эквивалентной схемы.

Из представленной на рис. 2 схемы видно, что открытому состоянию транзистора $T4$ соответствует передача энергии конденсатора $C2$ и источника u_s в реактор. В момент времени, когда фазный ток i_s замыкается через диод и конденсатор $C1$ (транзистор $T4$ закрыт) энергия, запасенная в реакторе, и дополнительная

энергия источника "закачиваются" в нагрузку и конденсатор $C1$. Условно можно считать, что ток транзистора обуславливает запасание энергии в реакторе, а ток диода – закачку энергии в нагрузку, причем

$$I_D > I_T, \quad (2)$$

где I_D и I_T – соответственно средние за время, равное периоду сетевого напряжения, значения токов диода и транзистора.

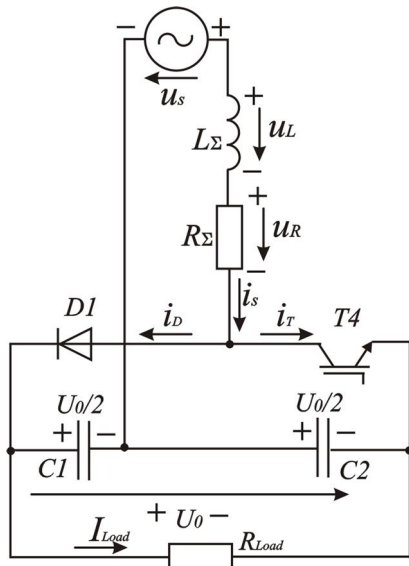


Рис. 2. Эквивалентная схема фазы A активного выпрямителя

Поскольку частота модуляции на два порядка больше частоты напряжения источника, можно считать, что энергия источника в периоде модуляции – величина постоянная, а приращение энергии, запасенной в реакторе, полностью отдается в конденсатор при открытом состоянии диода. Таким образом, энергия "закачки" определяется постоянной энергией источника как разность между энергией двух интервалов проводимости

$$E_{pump} = E_D - E_T, \quad (3)$$

где E_D – энергия источника в интервале проводимости диода T ; E_T – энергия источника в интервале проводимости транзистора T_+ .

Рассмотрим этот процесс подробнее. На рис. 3 представлены временные диаграммы процесса "закачки" энергии в фазе A активного выпрямителя. В момент времени, когда напряжение источника $u_s = 0$, интервалы проводимости диода и транзистора примерно одинаковы, $T_- \approx T_+$, а значит, их токи тоже одинаковы $I_D \approx I_T$ (см. рис. 3,а), при этом вся энергия, запасенная в реакторе отдается в конденсатор. В момент времени, когда напряжение источника максимально, $u_s = U_m$, интервал проводимости диода значительно больше интервала проводимости транзистора $T_- > T_+$, выполняется соотношение (2) и в нагрузку "накачивается" максимум энергии. В каждой фазе трехфазной сети мгновенная активная мощность "закачки" изменяется по периодическому закону с частотой в два раза большей частоты источника. Если учитывать симметрию трехфазной системы напряжений, то суммарная энергия "закачки" в любом интервале времени – величина постоянная.

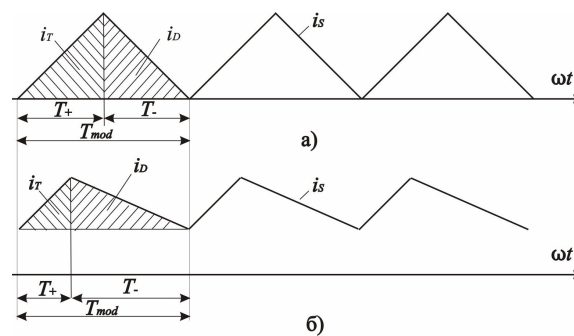


Рис. 3. Временные диаграммы процесса "закачки" энергии

Из рис. 3 видно, что отношение токов диода и транзистора, прямо пропорционально отношению их интервалов проводимости

$$i_{DT}^* = \frac{i_D}{i_T} = \frac{T_-}{T_+}. \quad (4)$$

Воспользовавшись соотношениями для T_- и T_+ , представленными в [4], получим

$$i_{DT}^* = \frac{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k + \sin(\omega \cdot t)}{\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot k - \sin(\omega \cdot t)}, \quad (5)$$

где

$$k = \frac{U_0}{\sqrt{3} \cdot U_{sm}} \quad (6)$$

– кратность превышения напряжением на выходном конденсаторе амплитуды линейного напряжения источника ($k = 1,3-1,6$).

Проинтегрировав (5) в периоде повторяемости, равном половине периода напряжения источника, получим выражение для расчета среднего значения отношения токов диода и транзистора:

$$I_{DT}^* = \frac{2}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} i_{DT}^* dt = \frac{3k^2 - \sqrt{3} \cdot k - \sqrt{2}}{3k^2 - 5,9 - 2 \cdot \sqrt{2}}. \quad (7)$$

На рис. 4 представлена зависимость относительного значения тока I_{DT}^* от параметра k .

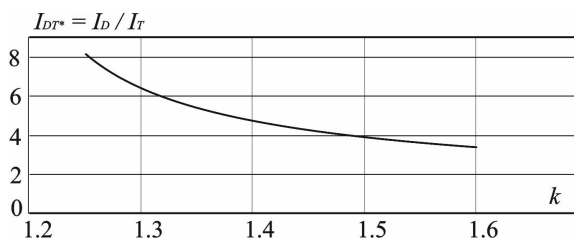


Рис. 4. Зависимость относительного значения тока I_{DT}^* от k

Из рис. 4 видно, что в разных режимах работы АВИН средний ток диода может превышать средний ток транзистора от 4 до 8 раз, в связи с этим отпадает необходимость использовать модули транзистор-диод, где оба прибора рассчитаны на одинаковые прямые токи.

Из сказанного следует, что в АВИН имеет место наложение двух электромагнитных процессов, происходящих – один на частоте источника, а второй на частоте ШИМ. Большую часть времени T_- силовая схема по рис. 1 работает в режиме неуправляемого выпрями-

теля, отдавая энергию из сети в нагрузку, а меньшую часть времени T_+ – как повышающий преобразователь, запасая энергию в реакторе. За счет энергии электрического поля, накопленной в конденсаторе, обеспечивается непрерывный поток энергии в нагрузку.

Очередность работы полупроводниковых приборов трехфазной схемы АВ (рис. 1) представлена табл. 1.

Таблица 1

Очередь работы полупроводниковых приборов АВИН		0-60	60-120	120-180	180-240	240-300	300-360
Работающие приборы	T	T4, T5, T6	T3, T4, T5	T2, T3, T4	T1, T2, T3	T1, T2, T6	T1, T5, T6
	D	D1, D2, D3	D1, D2, D6	D1, D5, D6	D4, D5, D6	D3, D4, D5	D2, D3, D4

Из табл. 1 видно, что в каждой фазе, независимо от знака протекающего тока, интервалы положительной проводимости одного модуля (открыт транзистор) чередуются с интервалами отрицательной проводимости другого модуля этой же фазы (открыт диод).

ВЫБОР ИНДУКТИВНОСТИ РЕАКТОРОВ

Для правильного выбора индуктивности реакторов АВИН необходимо учитывать особенности работы преобразователей такого типа, связанные с наложением низкочастотного и высокочастотного электромагнитных процессов.

1. Особенностью работы АВ является тождественное равенство амплитуды основной гармоники напряжения на входе моста и амплитуды соответствующего фазного напряжения [4] (см. рис.2)

$$U'_{s1m} = U_{sm} . \quad (8)$$

Векторная диаграмма, поясняющая этот режим работы, представлена на рис. 5,а.

В этом режиме работы основная гармоника сетевого тока совпадает по фазе с соответствующим фазным напряжением. Для действующих значений напряжений в схеме по рис. 2 можно записать

$$U'_{S1} = (U_S - U_R)^2 + U_L^2 = (U_S - I_{S1} \cdot R_\Sigma)^2 + I_{S1}^2 \cdot X_L^2, \quad (9)$$

где U_R , U_L – соответственно действующие значения падения напряжений на резисторе и индуктивности, X_L – индуктивное сопротивление.

Преобразовав (9), с учетом (8) получим

$$X_L = \sqrt{\frac{2 \cdot U_S \cdot R_\Sigma}{I_{S1}} - R_\Sigma^2}. \quad (10)$$

Действующее значение основной гармоники сетевого тока выразим через напряжение на конденсаторе, положив, что КПД преобразователя равен единице

$$P_{Load} = I_{Load} \cdot U_0 = 3 \cdot I_{S1} \cdot U_S = \frac{U_0^2}{R_{Load}}, \quad (11)$$

$$I_{S1} = \frac{U_0^2}{3 \cdot R_{Load} \cdot U_S} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{k \cdot U_0}{R_{Load}}, \quad (12)$$

где P_{Load} , I_{Load} , R_{Load} – соответственно активная мощность, ток и сопротивление нагрузки.

Подставив (12) в (10) получим соотношение для определения суммарной расчетной индуктивности при $\cos \varphi = 1$

$$L_{\Sigma 1p} = \sqrt{\frac{R_\Sigma \cdot R_L}{k^2} - R_\Sigma^2} / \omega_S, \quad (13)$$

где $\omega_S = 2 \cdot \pi \cdot f_S$ – угловая частота сети, f_S – частота сети.

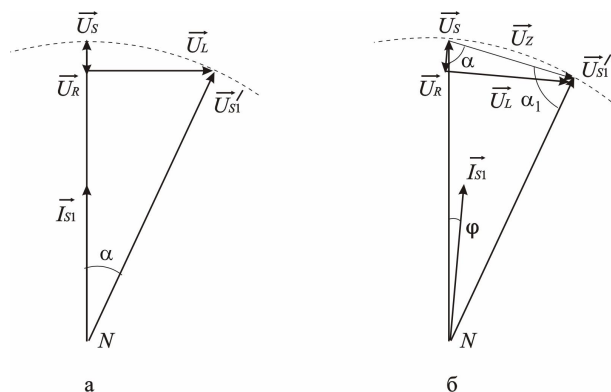


Рис. 5. Векторная диаграмма

Однако при выборе величины отклонения максимальной тока фазы от синусоидального тока основной гармоники и корректировки частоты модуляции может потребоваться уточнение величины $L_{\Sigma 1p}$.

При увеличении индуктивности появляется угол сдвига между сетевым напряжением и основной гармоникой сетевого тока φ . Он возникает в результате необходимости выдержать равенство (8). Векторная диаграмма в этом режиме работы представлена на рис. 5,б. В соответствии с векторной диаграммой по рис. 5,б можно записать:

$$\alpha = \arctg \frac{U_L}{U_R} = \arctg \frac{\omega \cdot L_{\Sigma 1}}{R_\Sigma}, \quad (14)$$

$$\alpha_1 = \arccos \frac{0.5 \cdot U_Z}{U_S} = \arccos \frac{I_{S1} \cdot \sqrt{R_\Sigma^2 + \omega^2 \cdot L_{\Sigma 1}^2}}{2 \cdot U_S}, \quad (15)$$

где U_Z – действующее значение суммарного падения напряжения в фазе.

Подставив (12) в (15) получим

$$\alpha_1 = \arccos \frac{k^2 \cdot \sqrt{R_\Sigma^2 + \omega^2 \cdot L_{\Sigma 1}^2}}{R_L}. \quad (16)$$

Угол сдвига

$$\varphi = \alpha - \alpha_1 = \arctg \frac{\omega \cdot L_{\Sigma 1}^*}{R_\Sigma} - \arccos \frac{k^2 \cdot \sqrt{R_\Sigma^2 + \omega^2 \cdot L_{\Sigma 1}^*}}{R_L}, \quad (17)$$

где

$$L_{\Sigma 1}^* = \frac{L_{\Sigma 1}}{L_{\Sigma cp}} \quad (18)$$

– относительное значение суммарной индуктивности $L_{\Sigma 1}$.

Зависимости коэффициента сдвига от относительной суммарной индуктивности при разных значениях коэффициента k и фиксированном значении сопротивления нагрузки представлены на рис. 6,а. На рис. 6,б представлены те же зависимости при разных значениях сопротивления нагрузки и фиксированном значении коэффициента k . Зависимости по рис. 6 построены для АВИН на номинальную мощность 11,2 kW.

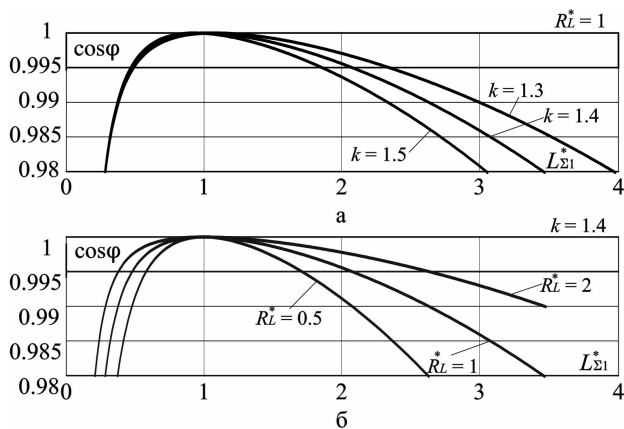


Рис. 6. Зависимость коэффициента сдвига от относительной суммарной индуктивности

При снижении $\cos\varphi$ более чем на 0,5 % амплитуда основной гармоники напряжения на входе моста увеличивается и равенство (8) не выдерживается, что нарушает работоспособность схемы. На рис. 6 возможный рабочий диапазон изменения индуктивности заключен в прямоугольник, выделенный жирными линиями. Как и следовало ожидать, увеличение параметра k сужает рабочий диапазон изменения индуктивности (рис. 6,б), еще более резкое сужение диапазона наблюдается при уменьшении сопротивления нагрузки (рис. 6,б). Из рис. 6,б видно, что при увеличении сопротивления нагрузки рабочий диапазон изменения индуктивности значительно расширяется.

II. Для окончательного выбора индуктивности реакторов необходимо оценить электромагнитный процесс, проходящий в АВИН на постоянной частоте модуляции f_{mod} .

При работе с постоянной частотой модуляции $f_{\text{mod}} = \text{const}$ меняются продолжительности периодов открытого (T_+) и закрытого (T_-) состояний ключей, а также величина максимального отклонения тока фазы от основной гармоники ΔI_S . При $u_S = U_{sm} T_+$ минимально, T_- максимально, а ΔI_S – минимально. При $u_S = 0$ – наоборот.

Учитывая, что расчетная индуктивность $L_{\Sigma 2}$ зависит от четырех параметров: частоты модуляции f_{mod} , величины максимального отклонения тока ΔI_S , коэффициента k и текущего значения фазного напряжения, можно воспользоваться методом, предложенным в [4].

Амплитуда основной гармоники максимального отклонения тока фазы меняется по синусоидальному закону с частотой в 2 раза большей частоты сети, принимая при этом максимальные и минимальные значения

$$\Delta I_{S \min} = \frac{U_{sm} \cdot \left(\frac{3}{4} \cdot k^2 - 1 \right)}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot k \cdot L_{\Sigma 2} \cdot f_{\text{mod}}}, \quad (19)$$

$$\Delta I_{S \max} = \frac{U_{sm} \cdot \sqrt{3} \cdot k}{8 \cdot L_{\Sigma 2} \cdot f_{\text{mod}}}. \quad (20)$$

Среднее значение максимального отклонения тока

$$\Delta I_S = \frac{I_{S \min} + I_{S \max}}{2}. \quad (21)$$

Подставив (19) и (20) в (21), можно выразить значение суммарной индуктивности

$$L_{\Sigma 2} = \frac{U_{sm} \cdot (3 \cdot k^2 - 2)}{8 \cdot \sqrt{3} \cdot k \cdot \Delta I_S \cdot f_{\text{mod}}}. \quad (22)$$

Представим ΔI_S в долях максимума основной гармоники фазного тока

$$\Delta I_{S*} = \frac{\Delta I_S}{I_{S1m}} = \frac{\Delta I_S}{\sqrt{2} \cdot I_{S1}}. \quad (23)$$

Подставив (8) и (23) в (22), окончательно получим

$$L_{\Sigma 2}^* = \frac{R_L \cdot (3 \cdot k^2 - 2)}{16 \cdot \sqrt{3} \cdot k^3 \cdot \Delta I_{S*} \cdot f_{\text{mod}}}, \quad (24)$$

где

$$L_{\Sigma 2}^* = \frac{L_{\Sigma 2}}{L_{\Sigma cp}} \quad (25)$$

– относительное значение суммарной индуктивности $L_{\Sigma 2}$.

На рис. 7 показаны зависимости относительного значения суммарной индуктивности от среднего значения максимального отклонения тока при разных частотах модуляции. Из рис. 7 видно, что с уменьшением частоты модуляции сужается рабочий диапазон изменения индуктивности. Отметим, что относительное значение суммарной индуктивности слабо зависит от параметра k ввиду практической линейности функции $L_{\Sigma 2}^* = f(k)$ и незначительного диапазона изменения самого параметра (см. (24)).

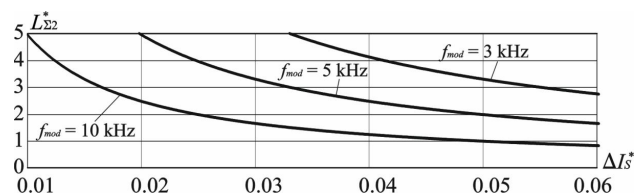


Рис. 7. Зависимость относительного значения суммарной индуктивности от среднего значения максимального отклонения тока

МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ИНДУКТИВНОСТИ РЕАКТОРА

На основании анализа изложенного выше материала предлагается метод выбора индуктивности реакторов АВ:

1. По известным параметрам силовой схемы из соотношения (13) находим расчетное значение суммарной индуктивности $L_{\Sigma 1p}$.

2. Строим зависимость (17) (см. рис. 6).

3. Зная предполагаемый режим работы АВ, из зависимости (17) определяем возможный диапазон изменения индуктивности $L_{\Sigma 1}$, полагая, что $\cos\varphi$ может понизиться на 0,5%.

4. Строим зависимость (24) (см. рис. 7).

5. По зависимости (24) с учетом выбранного в пункте 3 диапазона изменения индуктивности производим окончательный выбор индуктивности реакторов, полагая, что величина ΔI_{S*} не должна превышать 5 % от I_{S1} .

Рассмотрим пример. Допустим, что для схемы АВИН, с параметрами $R_L = 50 \Omega$, $R_{\Sigma} = 0,1 \Omega$, $U_S = 220 \text{ V}$, $k = 1,4$, $f_{\text{mod}} = 5 \text{ kHz}$, необходимо выбрать индуктивность реакторов. Расчетное значение суммарной индуктивно-

сти по (13) $L_{\Sigma 1p} = 5,09$ мН. Из рис. 6 возможный диапазон изменения индуктивности $L_{\Sigma 1}^* = 0,5...2$. Выход за границы этого диапазона нарушает работоспособность схемы АВ ввиду невозможности соблюдения равенства (8). Из рис. 7 диапазон изменения индуктивности $L_{\Sigma 2}^* = 2...5$, что полностью выходит за границы первого диапазона, за исключением приграничного значения 2. Поэтому целесообразным будет выбрать индуктивность реакторов несколько меньшей, что обеспечит необходимый запас по работоспособности схемы и незначительно скажется на увеличении амплитуды пульсации высокочастотной составляющей. Окончательно выбираем $L_p^* = 1,8$, что в пересчете на абсолютные единицы составит $L_p = 1,8 \cdot 5,09 \approx 9$ мН. Увеличением частоты модуляции можно увеличить запас по работоспособности схемы активного выпрямителя.

Предложенный метод после несложной доработки, может быть использован также для АВИН с гистерезисной системой управления.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ АВИН, РАБОТАЮЩЕГО С ПОСТОЯННОЙ ЧАСТОТОЙ ШИМ

Структурная схема системы управления активным выпрямителем представлена на рис. 8.

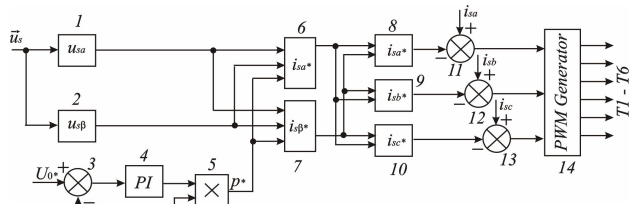


Рис. 8. Matlab-модель системы управления АВ с постоянной частотой модуляции

Схема построена на основе $p-q$ теории мощности [5]. В блоках 1 и 2 происходит преобразование мгновенных фазных напряжений трехфазной симметричной

системы в проекции результирующего вектора напряжения на оси неподвижной декартовой системы координат $\alpha\beta$

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & -\sqrt{\frac{1}{6}} & -\sqrt{\frac{1}{6}} \\ 0 & \sqrt{\frac{1}{2}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}. \quad (26)$$

В блоке 5 перемножается прошедший через пропорционально-интегральный регулятор сигнал рассогласования и фактическое напряжение на выходе выпрямителя U_0 . Полученный таким образом сигнал является заданием по мгновенной активной мощности p^* . В блоках 6, 7 происходит переход от сигнала по мгновенной активной мощности к токовым сигналам в координатах $\alpha\beta$:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha^*} \\ i_{\beta^*} \end{bmatrix} = \frac{p^*}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \end{bmatrix}. \quad (27)$$

Обратный переход от координат $\alpha\beta$ к координатам abc осуществляется в блоках 8-10:

$$\begin{bmatrix} i_{a^*} \\ i_{b^*} \\ i_{c^*} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & 0 \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ -\sqrt{\frac{1}{6}} & -\sqrt{\frac{1}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha^*} \\ i_{\beta^*} \end{bmatrix}. \quad (28)$$

Полученные задания по току сравниваются с фактическими фазными токами выпрямителя в блоках 11-13, а сигнал рассогласования поступает на вход ШИМ-регулятора (блок 14), обеспечивающего распределение управляющих импульсов транзисторов с постоянной частотой ШИМ.

Теоретические результаты выбора индуктивности реакторов были проверены с помощью разработанной Matlab-модели АВИН, работающего с постоянной частотой ШИМ (рис. 9).

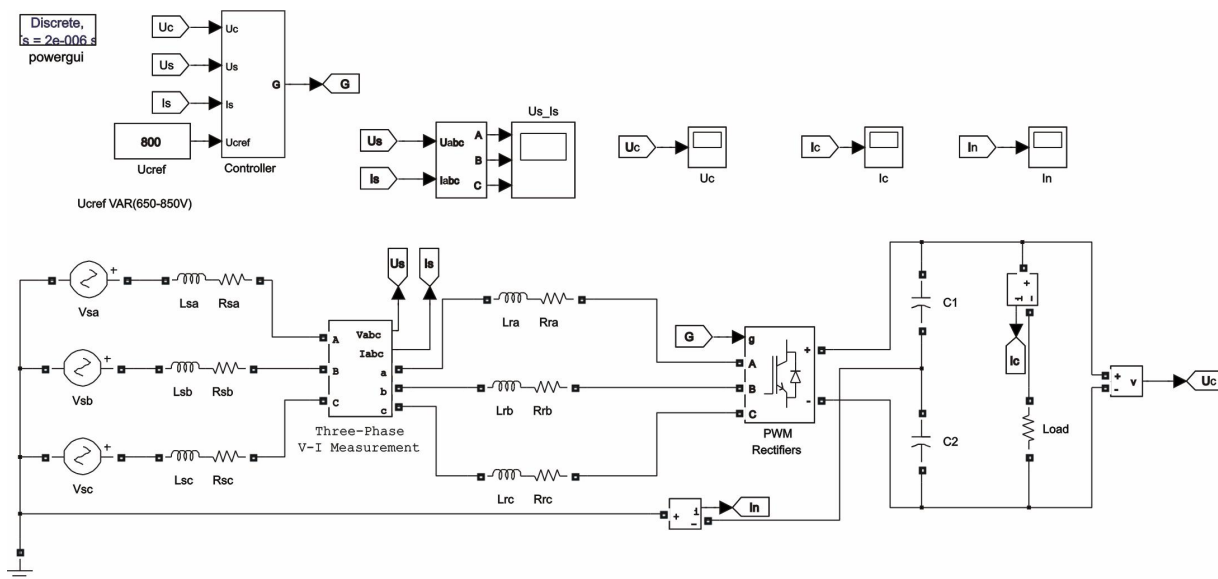


Рис. 9. Matlab-модель активного выпрямителя

В блоки модели закладывались параметры элементов силовой схемы, соответствующие приведенному выше расчету. На рис. 10,а представлены кривые мгновенных значений фазных напряжения и тока (для фазы А) при завышенной индуктивности реакторов $L_p = 12 \text{ мН}$, что соответствует $L_p^* = 2,4$, а на рис.10,б при расчетной индуктивности $L_p = 9 \text{ мН}$ ($L_p^* = 1,8$).

Из рис. 10 видно, что выход из рекомендуемого диапазона индуктивностей нарушает работоспособность активного выпрямителя, а выбранное с помощью предложенного метода значение расчетной индуктивности обеспечивает синусоидальную форму сетевого тока при единичном коэффициенте мощности.

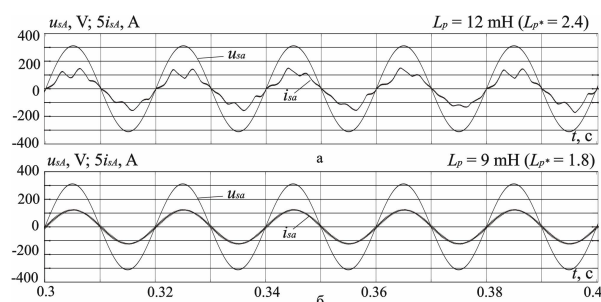


Рис. 10. Осциллограммы тока и напряжения сети при различных значениях индуктивности

ВЫВОДЫ

1. В каждой фазе активного выпрямителя – источника напряжения независимо от полярности протекающего тока в поочередном проводящем состоянии находятся транзистор одной группы и диод другой группы. В связи с чем, имеет место наложение двух электромагнитных процессов – высокочастотного и низкочастотного.

2. Отношение средних, за период повторяемости напряжения сети, токов диода и транзистора для большинства режимов работы АВИН лежит в диапазоне 4...8, поэтому нет необходимости в выборе модуля транзистор-диод, где оба прибора рассчитаны на одинаковые токи.

3. Разработан метод выбора индуктивности реакторов активного выпрямителя, учитывающий оба электромагнитных процесса в силовой схеме. Установлено, что выход за границы расчетного диапазона индуктивностей, соответствующему уменьшению $\cos \phi$ до 0,5 % от единицы, нарушает работоспособность схемы АВ.

4. Требуемый запас по работоспособности схемы может быть достигнут регулированием частоты модуляции, в случае изменения тока нагрузки.

5. Компьютерный эксперимент на созданной Matlab-модели АВИН, работающего с постоянной частотой ШИМ, подтвердил корректность метода выбора индуктивности реакторов.

6. Полученные в статье результаты могут быть использованы для выбора индуктивности реакторов АВ, снабженного гистерезисной системой управления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. P. Zanchetta, D.B. Gerry, V.G. Monopoli, J.C. Clare, and P.W. Wheeler, "Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 163-172, Jan. 2008.
2. Jose R. Rodriguez, Juan W. Dixon, Jose R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezan. "PWM Regenerative rectifiers: state of art", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 5-22, 2005.
3. Joaquín G. Nornieilla, José M. Cano, Gonzalo A. Orcajo, Carlos H. Rojas, Joaquín F. Pedrayes, Manés F. Cabanas, Manuel G. Melero "Analytic and Iterative Algorithms for Online Estimation of Coupling Inductance in Direct Power Control of Three-Phase Active Rectifiers", IEEE, pp. 1-10, 2011.
4. Г.Г. Жемеров, О.И. Ковальчук. Автономный выпрямитель – источник напряжения с гистерезисной системой управления // Технічна електродинаміка. Тем. вип. Силова електроніка та енергоефективність. Част. 2. – 2011. С. 75-82.
5. H. Kim, F. Blaabjerg, B. Back-Jensen. "Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory", IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 701-710, 2002.

Bibliography (transliterated): 1. P. Zanchetta, D.B. Gerry, V.G. Monopoli, J.C. Clare, and P.W. Wheeler, "Predictive current control for multilevel active rectifiers with reduced switching frequency," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 55, no. 1, pp. 163-172, Jan. 2008. 2. Jose R. Rodriguez, Juan W. Dixon, Jose R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezan. "PWM Regenerative rectifiers: state of art", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 5-22, 2005. 3. Joaquín G. Nornieilla, José M. Cano, Gonzalo A. Orcajo, Carlos H. Rojas, Joaquín F. Pedrayes, Manés F. Cabanas, Manuel G. Melero "Analytic and Iterative Algorithms for Online Estimation of Coupling Inductance in Direct Power Control of Three-Phase Active Rectifiers", IEEE, pp. 1-10, 2011. 4. G.G. Zhemerov, O.I. Koval'chuk. Avtonomnyj vypryamitel' - istochnik napryazheniya s gisterezisnoy sistemoj upravleniya // Tehnichna elektrodinamika. Tem. vip. Silova elektronika ta energoefektivnist'. Chast. 2. - 2011. S. 75-82. 5. H. Kim, F. Blaabjerg, B. Back-Jensen. "Instantaneous power compensation in three-phase systems using p-q-r theory", IEEE Trans. Power Electron., vol. 17, no. 5, pp. 701-710, 2002.

Поступила 10.10.2011

Жемеров Георгий Георгиевич, д.т.н., проф.
Холод Ольга Игоревна

Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
кафедра "Промышленная и биомедицинская электроника"
61002, Харьков, ул. Фрунзе 21,
тел./факс: (057) 707-63-12
e-mail: zhemerov@gmail.com, Olha.kov@mail.ru

Тугай Дмитрий Васильевич, к.т.н., доц.

Харьковская национальная академия городского хозяйства
кафедра "Теоретическая и общая электротехника"
61002, Харьков, ул. Революции, 12
тел. (057) 707-31-11, E-mail: tugai_d@ukr.net

Zhemerov G.G., Tugay D.V., Kholod O.I.

Reactor inductance estimation for an active voltage source rectifier at a constant pwm frequency.

The paper introduces a reactor inductance estimation method for an active voltage source rectifier that takes into account two electromagnetic processes in the power circuit, the first - at the supply frequency, and the other - at a pulse-width modulation frequency.

Key words – active voltage source rectifier, reactor inductance, efficiency, line frequency, power, electromagnetic process, pulse-width modulation.

О ПРИБЛИЖЕНИИ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ В РАСЧЁТАХ ПРОНИКНОВЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В ТОНКИЕ ПРОВОДЯЩИЕ ОБОЛОЧКИ

Сформульовано умови застосування наближення плоскої хвилі для електромагнітного поля у тонких провідних оболонках з неплоскими граничними поверхнями, що знаходяться у змінному магнітному полі. Зроблено критеріальний аналіз похибок наближення у порівнянні з аналітичними розв'язками задач для оболонок простої форми.

Сформулированы условия применимости приближения плоской волны для электромагнитного поля в тонких проводящих оболочках с неплоскими граничными поверхностями, помещённых в переменное магнитное поле. Сделан критеріальный анализ погрешностей приближения в сравнении с аналитическими решениями для оболочек простой формы.

ВВЕДЕНИЕ

Приближение плоской волны электромагнитного поля широко используют при математическом моделировании проникновения установившегося синусоидального, а также импульсного магнитного поля в массивные проводники и тонкие проводящие оболочки различной формы [1-4]. Оно основано как на соответствующей структуре векторов поля, так и на приближённых граничных условиях – Рытова – Леонтовича (в дальнейшем – условиях М.А. Леонтовича) на плоской границе раздела сред с отличающимися оптическими плотностями [5-7]. Согласно последним волна электромагнитного поля, падающая под произвольным углом на границу из оптически менее плотной среды, преломляясь, распространяется в оптически значительно более плотной среде как плоская волна. В случаях неплоской границы раздела непроводящей и хорошо проводящей сред необходимо, чтобы при достаточно плавном изменении касательных проекций векторов поля на этой границе радиус её кривизны был намного больше глубины проникновения поля в проводящую среду.

Приближение плоской волны значительно упрощает решение многих задач расчёта переменного электромагнитного поля и в системах с тонкими проводящими слоями и оболочками, в частности, при помощи приближённых граничных условий на их поверхностях [8]. Оценка погрешностей приближения плоской волны в подобных задачах представляет практически важную, но недостаточно исследованную тему. Трудность её состоит в необходимости сравнения приближённых значений искомых функций с точными, полученными при помощи известных аналитических решений, а число последних невелико.

Цель данной работы – определение условий применимости и оценка погрешностей приближения плоской волны в задачах расчёта проникновения переменного магнитного поля в тонкие проводящие оболочки в случае неплоских граничных поверхностей.

ОБЩАЯ ФОРМУЛИРОВКА ЗАДАЧИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКАЛЯРНОГО ПОТЕНЦИАЛА МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Рассматриваем проводящую оболочку из материала с постоянными удельной электропроводностью γ и абсолютной магнитной проницаемостью μ , помещённую в переменное магнитное поле напряжённостью $\vec{H}_{вн}$. Среда внутри и вне оболочки является немагнитной и непроводящей, а токами смещения пренебрегаем. Требуется рассчитать результирующее магнитное поле внутри и снаружи оболочки.

Подобные задачи были поставлены и решены Г. Каденом для сферической и цилиндрической проводящих оболочек в случае установившегося синусоидального однородного внешнего магнитного поля [1].

Эти решения основаны на использовании скалярного потенциала магнитного поля $\varphi_m^{(k)}$ для среды, окружающей оболочку, и краевой задаче для напряжённости электрического поля $\vec{E}$ в оболочке. Для ясности изложения позволим себе повторить известную формулировку, используя функции координат и времени.

Обозначим: $\vec{H}_k$, $\vec{E}_k$ – напряжённости магнитного и электрического поля в k -той части среды, окружающей оболочку, $k = 1$ – вне оболочки, $k = 2$ – внутри оболочки (такой же смысл имеет (k) в обозначении $\varphi_m^{(k)}$); $\vec{H}$ – напряжённость магнитного поля в оболочке; μ_0 – магнитная постоянная.

Результирующее электромагнитное поле описываем при помощи таких уравнений [9]:

- для среды, окружающей оболочку –

$$\text{rot } \vec{H}_k = 0; \quad (1)$$

$$\text{rot } \vec{E}_k = -\mu_0 \frac{\partial \vec{H}_k}{\partial t}; \quad (2)$$

$$\text{div } \vec{H}_k = 0; \quad (3)$$

- для оболочки –

$$\text{rot } \vec{H} = \gamma \vec{E}; \quad (4)$$

$$\text{rot } \vec{E} = -\mu \frac{\partial \vec{H}}{\partial t}. \quad (5)$$

Из (1) следует, что для среды, окружающей оболочку, может быть введен скалярный потенциал магнитного поля [9]

$$\vec{H} = -\text{grad } \varphi_m^{(k)}. \quad (6)$$

Подставляя (6) в (3), получаем уравнение для скалярного потенциала

$$\Delta \varphi_m^{(k)} = 0. \quad (7)$$

Заметим, что скалярный потенциал $\varphi_m^{(k)}$ в (6) и (7) является функцией координат и времени.

Возьмём ротор от обеих частей уравнения (4). Используя в полученном выражении (5), имеем уравнение для напряжённости электрического поля в оболочке:

$$\text{rot rot } \vec{E} = -\mu \gamma \frac{\partial \vec{E}}{\partial t}. \quad (8)$$

Видим, что нужно найти две неизвестные функции: одну скалярную – $\varphi_m^{(k)}$, а другую векторную (в общем случае ещё три скалярных) – $\vec{E}$. Для полноты формулировки задачи необходимы начальные условия для неизвестных функций, а также граничные условия. Скалярный потенциал магнитного поля при удалении от оболочки стремится к потенциалу внешнего поля, т. е. известен на бесконечности. Остальные граничные условия получаем при помощи известных условий непрерывности касательных составляющих напряжённо-

стей и нормальных составляющих индукции магнитного поля на поверхностях оболочки [9]. Кроме того, необходимо потребовать ограниченности скалярного потенциала магнитного поля внутри оболочки.

Одним из способов упрощения формулировки и решения подобных задач могло быть введение обобщённого скалярного потенциала магнитного поля, используемого и в области протекания вихревых токов [10, 11]. При этом необходимо выбрать дополнительное вихревое магнитное поле, напряжённость которого позволяет найти фиктивные объёмные и поверхностные магнитные заряды для составления уравнения Пуассона и граничных условий относительно обобщённого скалярного потенциала. Трудность применения такого способа в рассматриваемой задаче состоит в том, что плотность вихревых токов в оболочке заранее неизвестна.

Сделаем замечание относительно описанной формулировки задачи. В случае очень медленного изменения $\vec{H}_{\text{вн}}$ во времени вихревые токи в оболочке настолько малы, что результирующее магнитное поле близко к магнитостатическому. Поэтому уравнения (2), (4) и (5), а также начальные условия могут не учитываться, а скалярный потенциал может быть принят не зависящим от времени и распространён на оболочку. В полученной магнитостатической задаче должно выполняться условие $\mu \neq \mu_0$. С другой стороны, при рассмотрении немагнитных оболочек в таком режиме изменения напряжённости внешнего поля во времени это условие не выполняется.

УСЛОВИЯ ПРИМЕНИМОСТИ ПРИБЛИЖЕНИЯ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ

В случае сферической проводящей оболочки, помещённой в однородное переменное магнитное поле, векторы напряжённостей электромагнитного поля в сферических координатах r, θ, ψ (рис. 1; d – толщина, R – радиус внешней поверхности) имеют такую структуру:

$$\vec{E}\{0;0;E_\psi\}, \quad \vec{H}\{H_r;H_\theta;0\}. \quad (9)$$

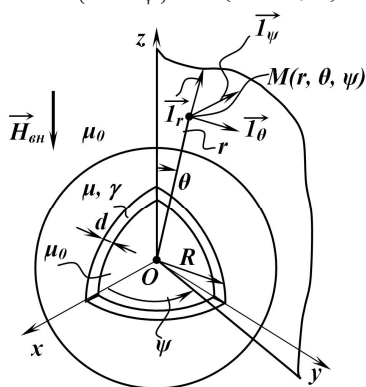


Рис. 1. Сферическая проводящая оболочка в однородном переменном магнитном поле (x, y, z – декартовы координаты; $\vec{I}_{r,\theta,\psi}$ – орты сферических координат)

Уравнение (8) в сферических координатах с учётом (9) и независимости проекций векторов поля от координаты ψ имеет вид

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r E_\psi) \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta E_\psi) \right) \right] - \mu \gamma \frac{\partial E_\psi}{\partial t} = 0, \quad (10)$$

а для установившегося синусоидального внешнего магнитного поля –

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(\frac{\partial}{\partial r} (r \dot{E}_\psi) \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{1}{\sin \theta} \frac{\partial}{\partial \theta} (\sin \theta \dot{E}_\psi) \right) \right] - j \omega \mu \gamma \dot{E}_\psi = 0, \quad (11)$$

где $\dot{E}_\psi$ – комплексное действующее значение E_ψ ;

ω – угловая (круговая) частота; $j = \sqrt{-1}$.

В дальнейшем комплексные действующие значения напряженностей и потенциала поля имеют в обозначениях точку.

Г. Каден, полагая $d \ll R$, упростил уравнение (11), приняв в нём $r \approx R$ (основное допущение Г. Кадена), а также предложил общее решение упрощённого уравнения в таком виде [1, с.44]:

$$\dot{E}_\psi(r, \theta) = f(r) \sin \theta. \quad (12)$$

В формуле (12) $f(r)$ – комплексная неизвестная функция координаты r , которая удовлетворяет обыкновенному дифференциальному уравнению

$$\frac{d^2 f}{dr^2} - k^2 f(r) = 0 \quad (13)$$

с общим решением

$$f(r) = A e^{-kr} + B e^{kr}, \quad (14)$$

где A, B – комплексные постоянные,

$$k = \sqrt{j \omega \mu \gamma + 2 / R^2}. \quad (15)$$

Если абстрагироваться от геометрического смысла радиальной сферической координаты r и значения k , то уравнение (13) и его общее решение (14) имеют форму соответствующих уравнений и решений для напряжённостей плоской волны электромагнитного поля, которое проникает в хорошо проводящую среду [9]. Однако, соответствующая (13) и (14) волна поля не является плоской, поскольку внутри проводящего слоя оболочки согласно (9) вектор $\vec{H}$ имеет две проекции и постоянная k имеет другой вид.

Пусть

$$R^2 \omega \mu \gamma \gg 2. \quad (16)$$

Введём локальные декартовы координаты x, y, z с началом в произвольной точке O' на внешней поверхности оболочки, ось z которых направлена по нормали к этой поверхности внутрь оболочки (рис. 2).

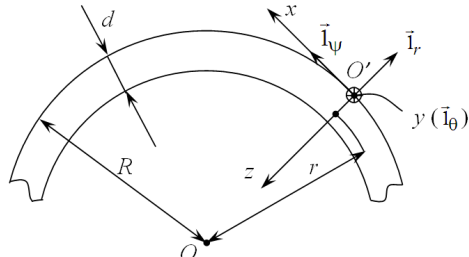


Рис. 2. Локальные декартовы координаты с началом в произвольной точке O' на внешней поверхности сферической оболочки

Тогда координата z любой точки в проводящем слое оболочки связана с радиальной сферической координатой соотношением $z = R - r$.

Используя основное допущение Г. Кадена, условие (16) и координату z , преобразуем исходное уравнение (11). В отличие от (12) его общее решение представляем в виде

$$\dot{E}_\psi(z, \theta) = f(z) \sin \theta, \quad (17)$$

где $f(z)$ – комплексная функция координаты z .

После подстановки (17) в преобразованное исходное уравнение получаем обыкновенное дифференциальное уравнение

$$\frac{d^2 f}{dz^2} - k'^2 f(z) = 0, \quad (18)$$

формально аналогичное (13), но

$$k' = \sqrt{j\omega\mu\gamma}. \quad (19)$$

Общее решение (18) известно (например, [3]):

$$f(z) = C_1 \operatorname{ch}(k'z) + C_2 \operatorname{sh}(k'z), \quad (20)$$

где C_1, C_2 – комплексные постоянные.

Видим, что формула (17) при фиксированном значении θ с учётом (20) и (19) описывает распределение $\dot{E}_\psi$ по толщине оболочки в случае плоской волны электромагнитного поля, распространяющейся в направлении нормали к её поверхности. Проекция напряжённости магнитного поля $\dot{H}_\theta(z, \theta)$, соответствующая в плоской волне $\dot{E}_\psi(z, \theta)$, согласно уравнению (5) и формуле (20) равна

$$\begin{aligned} H_\theta(z, \theta) &= \frac{j}{\omega\mu} \sin\theta \frac{df}{dz} = \\ &= \frac{jk'}{\omega\mu} [C_1 \operatorname{sh}(k'z) + C_2 \operatorname{ch}(k'z)] \sin\theta. \end{aligned} \quad (21)$$

Рассмотрим теперь цилиндрическую проводящую оболочку неограниченной длины, помещённую в "поперечное" однородное переменное магнитное поле (рис. 3) [1]. Осевую цилиндрическую координату совмещаем с осью оболочки. При этом поля векторов электромагнитного поля являются плоскими, т. е. не зависят от этой координаты, кроме того, вектор $\vec{E}$ имеет одну осевую проекцию E . Поэтому используем полярные координаты r, θ (рис. 3), в которых вектор $\vec{H}$ имеет такую структуру:

$$\vec{H} \{H_r; H_\theta\}. \quad (22)$$

Рис. 3. Цилиндрическая проводящая оболочка в однородном переменном магнитном поле (x, y – декартовы координаты (в том числе локальные) с началом в точке O (O');

$\vec{i}_{r, \theta}$ – орты полярных координат)

Уравнение (8) с учётом (22) в полярных координатах имеет вид

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial E}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 E}{\partial \theta^2} \right] - \mu\gamma \frac{\partial E}{\partial t} = 0, \quad (23)$$

а для установившегося синусоидального внешнего магнитного поля –

$$\frac{1}{r} \left[\frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial \dot{E}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r} \frac{\partial^2 \dot{E}}{\partial \theta^2} \right] - j\omega\mu\gamma \dot{E} = 0. \quad (24)$$

Далее, используя основное допущение Г. Кадена, условие

$$R^2 \omega\mu\gamma \gg 1, \quad (25)$$

которое несколько отличается от (16), локальные декартовы координаты x, y, z с началом в произвольной точке O' на внешней поверхности цилиндрической оболочки (рис. 3), формулу (17) для определения $\dot{E}$, после аналогичных преобразований уравнения (24) получаем уравнение (18) и формулы (20) и (21).

Заметим, что в случае цилиндрической оболочки коэффициент k , входящий в уравнение (13) и его общее решение (14), рассчитывается по формуле

$$k = \sqrt{j\omega\mu\gamma + 1/R^2}, \quad (26)$$

а при ориентации $\vec{H}_{\text{вн}}$ по оси y (рис. 3) в формуле для определения $\dot{E}$, аналогичной (12), используется $\cos\theta$ вместо $\sin\theta$ [1, с.36].

Таким образом, при выполнении условий (16), (25) и фиксированном значении θ исходные уравнения для напряжённости электрического поля в сферической и цилиндрической оболочках (11) и (24) преобразуются в уравнение плоской волны. При этом единственным ненулевым проекциям $\vec{E}$ и $\vec{H}$ в локальных декартовых координатах x, y, z (рис. 2,3) E_x и H_y соответствуют проекции E_ψ или E и H_θ в сферических или полярных координатах. Условия (16) и (25) будем называть условиями применимости приближения плоской волны в задачах проникновения внешнего переменного магнитного поля в тонкие проводящие оболочки с неплоскими граничными поверхностями.

ФОРМУЛЫ ДЛЯ РАСЧЕТА КОЭФФИЦИЕНТОВ ЭКРАНИРОВАНИЯ

Решение уравнения (7) в сферических и полярных координатах представляем в таком виде:

$$\varphi_m^{(k)}(r, \theta, t) = \left[A_k(t)r + \frac{B_k(t)}{r^s} \right] \cos\theta, \quad (27)$$

причём в случае цилиндрической оболочки $s = 1$, сферической – $s = 2$.

Коэффициенты $A_k(t), B_k(t)$, как и в аналогичной задаче для диэлектрической оболочки в импульсном электрическом поле [12, 13], являются функциями времени, причём $B_2(t) = 0, A_1(t) = (\operatorname{sign} H_{\text{вн}}) \dot{H}_{\text{вн}}(t)$. В последнем соотношении знак в правой части (множитель $\operatorname{sign} H_{\text{вн}}$) зависит от направления $\vec{H}_{\text{вн}}$ относительно координатных осей: для сферической оболочки (рис. 1) $\operatorname{sign} H_{\text{вн}} = 1$, цилиндрической – (-1) . В случае импульсного внешнего магнитного поля остальные коэффициенты решения (27) могут быть найдены при помощи интегральных преобразований Лапласа или Фурье [12, 13]. При этом необходимо использовать изображения, соответствующие формулам (17), (20), (21) и граничным условиям на поверхностях оболочки.

Для установившегося синусоидального внешнего магнитного поля

$$\dot{\varphi}_m^{(k)}(r, \theta) = \left[\dot{A}_k r + \frac{\dot{B}_k}{r^s} \right] \cos\theta, \quad (28)$$

где $\dot{B}_2 = 0; \dot{A}_1 = (\operatorname{sign} H_{\text{вн}}) \dot{H}_{\text{вн}}$; $\dot{A}_k, \dot{B}_k$ – комплексные коэффициенты.

Решения, аналогичные (28), ранее были получены Г. Каденом (для цилиндрической оболочки нужно учесть сделанные выше замечания относительно $\cos\theta$) [11, с. 35 и 44], а также использованы для диэлектрической оболочки в электростатическом поле [14]. При помощи (28), а также соответствующих граничных условий на поверхностях оболочки мы определили коэффициенты экранирования, которые представляем в такой обобщённой форме:

$$S = \frac{\dot{H}_i}{\dot{H}_{en}} = \{ [1 - (1 + 2^{s-1})^{-1} \frac{d}{R}] \text{ch}(kd) + (1 + 2^{s-1})^{-1} [K(1 - \frac{d}{R}) + \frac{2^{s-1}}{K}] \text{sh}(kd) \}^{-1}, \quad (29)$$

где $\dot{H}_i$ – напряжённость магнитного поля, проникающего внутрь оболочки;

$$K = \frac{\mu_0}{\mu} kR. \quad (30)$$

Значения k в выражениях (29), (30) определяются по формулам (15) и (26).

Используя приближение плоской волны и формулы (17), (20), (21), (28), (6), граничные условия для касательных составляющих напряжённостей поля на поверхностях оболочек, мы определили коэффициенты общих решений C_1 , C_2 , $\dot{B}_1$ и $\dot{A}_2$, а также коэффициенты экранирования S' (громоздкие выкладки опускаем). При этом оказалось, что формулы для расчёта S' отличаются от обобщённой формулы (29) только коэффициентом k' вместо k . К такому же результату приходим, последовательно используя приближение плоской волны в приближённых граничных условиях на поверхностях оболочек, позволяющих исключить из расчётной области тонкий проводящий слой [8]. В случае $\mu = \mu_0$, используя (16), (25), множитель в квадратных скобках при $\text{sh}(k'd)$ в формуле для расчёта S' можно упростить к виду $(1-d/R)k'R$.

Формула (29) отличается от известных формул [1, с. 37, 45] множителями $1 - (1 + 2^{s-1})^{-1} d/R$ и $1 - d/R$. Причина их появления – использование в граничном условии для касательных составляющих напряжённости электрического поля точного значения радиальной координаты внутренней поверхности оболочек $r = R - d$ вместо приближения $r \approx R$. К формуле (29)

приводят и выкладки Г. Кадена, если в них при определении $\dot{H}_r$ на этой поверхности вместо $1/R$ принять $1/(R-d)$. Заметим, что полученная формула переходит в известные, если в ней пренебречь величиной d/R – использовать основное допущение Г. Кадена.

ПОГРЕШНОСТИ ПРИБЛИЖЕНИЯ ПЛОСКОЙ ВОЛНЫ

В правых частях условий (16) и (25) выделяем критерий подобия (приближения плоской волны)

$$R^* = R/\Delta, \quad (31)$$

где Δ – глубина проникновения электромагнитного поля [9],

$$\Delta = \sqrt{2/(\omega\mu\gamma)}. \quad (32)$$

Тогда условия (16) и (25) примут такой вид:

- для сферической оболочки – $R^{*2} \gg 1$; (33)

- для цилиндрической оболочки – $R^* \gg 1/2$; (34)

Условие применимости приближённых граничных условий М.А. Леонтовича в соответствии с их описанием [5-7] представляем так:

$$R^* \gg 1. \quad (35)$$

Сравнивая (33) – (35) видим, что в случае тонких проводящих оболочек приближение плоской волны может быть использовано при значительно меньших величинах критерия R^* . Кроме того, для цилиндрических оболочек значения R^* , допускающие рассматриваемое приближение, несколько меньше, чем для сферических.

Используя (31) и (32), можно показать, что

$$R^* = d/\Delta_0 \sqrt{2\mu/\mu_0} / (d/R), \quad (36)$$

где d/Δ_0 , d/R и μ/μ_0 – известные критерии подобия [1, 3, 4], а Δ_0 определяется по формуле (32) при $\mu = \mu_0$.

Из (36) следует, что увеличение d/Δ_0 и μ/μ_0 , а также уменьшение d/R приводит к возрастанию R^* и R^{*2} , а следовательно, согласно (33) и (34), к уменьшению погрешностей приближения плоской волны. Эти утверждения иллюстрируются кривыми рис. 4, 5 (ζ – модуль относительного расхождения $|S|$ и $|S'|$) и данными таблицы, в верхней и нижней строках которой представлены значения R^* и R^{*2} .

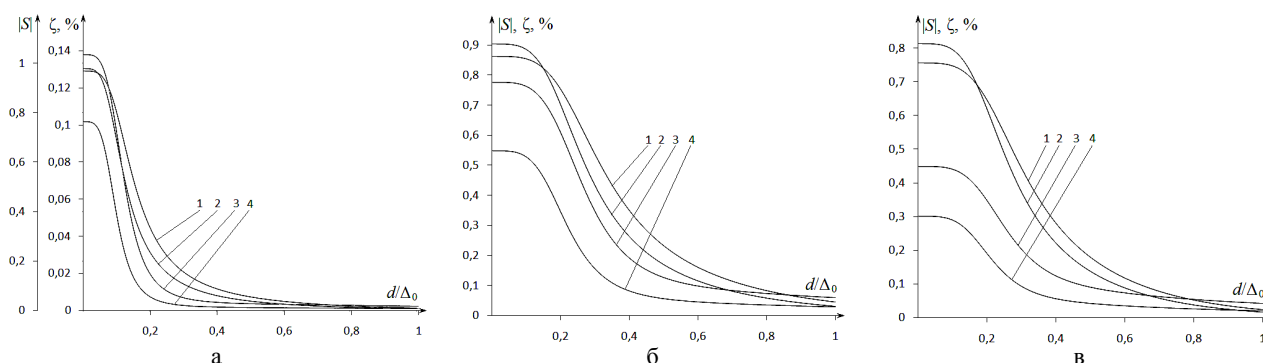


Рис. 4. Зависимости $|S|$ и ζ для сферической (кривые 1 и 3) и цилиндрической (кривые 2 и 4) оболочек от критериев подобия: а – $d/R = 0,01$, $\mu/\mu_0 = 5$; б – $d/R = 0,05$, $\mu/\mu_0 = 5$; в – $d/R = 0,05$, $\mu/\mu_0 = 10$

Значения ζ , как и следовало ожидать, меньше для цилиндрических оболочек и максимальны в области малых величин d/Δ_0 . При $\mu/\mu_0 \geq 5$ и $d/R \leq 0,05$ они менее одного процента (рис. 4, а-в, кривые 3, 4), а при $d/R = 0,1$ – менее двух процентов (рис. 5, кривые 7, 8). В случае $\mu = \mu_0$ при $d/R = 0,01$ величина $\zeta < 1\%$, а при

d/R равном 0,05 и 0,1 – достигает соответственно 3,4 (2,5)% и 6,8 (5,0)% (в скобках – значения для цилиндрических оболочек; рис. 5, кривые 3, 4). Большие расхождения для немагнитных оболочек обусловлены невыполнением условий (33) – (34).

$\frac{d}{\Delta_0}$	$\mu/\mu_0=5$			$\mu/\mu_0=10$		
	$d/R=$	$d/R=$	$d/R=$	$d/R=$	$d/R=$	$d/R=$
0,02	0,01	0,05	0,1	0,01	0,05	0,1
	6,3	1,3	0,6	8,9	1,8	0,9
0,06	40	1,6	0,4	80	3,2	0,8
	19	3,8	1,9	26,8	5,4	2,7
0,10	360	14,4	3,6	720	28,8	7,2
	31,6	6,3	3,2	44,7	8,9	4,5
0,20	1000	40	10	2000	80	20
	63,2	12,6	6,3	89,4	17,9	8,9

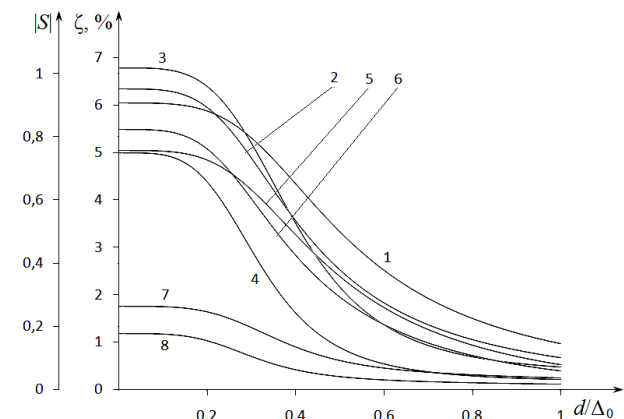


Рис. 5. Зависимости $|S|$ и ζ для сферической (кривые 1, 5 и 3, 7) и цилиндрической (кривые 2, 6 и 4, 8) оболочек от критериев подобия при $d/R = 0,1$: 1–4 – $\mu/\mu_0 = 1$; 5–8 – $\mu/\mu_0 = 5$

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Приближение плоской волны электромагнитного поля в задачах расчёта проникновения однородного переменного магнитного поля в тонкие цилиндрические и сферические проводящие оболочки может быть использовано при существенно меньших значениях критерия R^* , чем в приближённых граничных условиях М.А. Леонтовича, поскольку в условия этого приближения для тонких оболочек входит R^{*2} .

2. Погрешности приближения плоской волны в рассмотренных задачах при $d/R \leq 0,1$ и $\mu/\mu_0 \geq 5$ менее 2%, возрастают с увеличением толщины оболочки и уменьшением её относительной магнитной проницаемости, уменьшаются с повышением частоты синусоидального или уменьшением длительности импульсов внешнего магнитного поля. Для цилиндрических оболочек эти погрешности меньше.

3. Сделанные выводы могут быть применены и к тонким проводящим оболочкам, форма, а также структура векторов и симметрия электромагнитного поля которых приближаются к рассмотренным.

4. Учитывая, что даже в случае однородного внешнего магнитного поля касательные проекции векторов поля на граничных поверхностях оболочек изменяются по координатам, полученные условия применимости приближения плоской волны, а также оценки погрешностей могут быть использованы и для внешних магнитных полей другой структуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Каден Г. Электромагнитные экраны в высокочастотной технике и технике электросвязи. – М.: Госэнергоиздат, 1957. – 328 с.
2. Витков М.Г. Проникновение импульсного магнитного поля внутрь цилиндрического экрана // Журнал технической физики. – 1965. – № 3. – С. 410-413.
3. Новгородцев А.Б., Шнейерсон Г.А. Переходные процессы и электродинамические усилия в системе соленоид – замкнутый экран // Труды Ленинградского политех. института. – 1966. – № 273. – С. 139-151.
4. Михайлов В.М. Импульсные электромагнитные поля. – Харьков: Вища школа. Изд-во при Харьк. ун-те, 1979. – 140 с.

5. Рытов С.М. К расчёту поглощения электромагнитных волн в трубах // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1940. – № 2. – С. 176-179.
6. Рытов С.М. Расчёт скин-эффекта методом возмущений // Журнал экспериментальной и теоретической физики. – 1940. – № 2. – С. 180-189.
7. Никольский В.В. Теория электромагнитного поля. – М.: Высшая школа, 1964. – 384 с.
8. Жуков С.В. О граничных условиях для определения переменных магнитных полей тонких металлических оболочек // Журнал технической физики. – 1969. – № 7. – С. 1149-1154.
9. Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, т.2. – Л.: Энергоиздат, 1981. – 416 с.
10. Боронин В.Н., Чечурин В.Л. Расчёт электромагнитных полей на ЦВМ. Учебное пособие. – Л.: издат. Ленингр. политехн. ин-та, 1981. – 64 с.
11. Демирчян К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчёты электромагнитных полей. – М.: Высш. шк., 1986. – 240 с.
12. Бойко Н. И., Бондина Н.Н., Левченко Е.В., Михайлов В.М. Переходные процессы и моделирование проникновения импульсного электрического поля в биологическую клетку // Техническая электродинамика. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2004. – Ч.2. – С. 7-12.
13. Бойко Н. И., Бондина Н.Н., Левченко Е.В., Михайлов В.М. Частотные характеристики проникновения импульсного электрического поля в оболочку из неидеального диэлектрика // Техническая электродинамика. Тематичний випуск "Проблеми сучасної електротехніки". – 2006. – Ч.4. – С. 13-16.
14. Смайт В. Электростатика и электродинамика. – М.: ИЛ, 1954. – 604 с.

Bibliography (transliterated): 1. Kaden G. 'Elektromagnitnye 'ekrany v vysokochastotnoj tekhnike i tekhnike 'elektrosvyazi. – M.: Gos'energoizdat, 1957. – 328 s. 2. Vitkov M.G. Proniknovenie impul'snogo magnitnogo polya vnutr' cilindricheskogo 'ekrana // Zhurnal tekhnicheskoy fiziki. – 1965. – № 3. – S. 410-413. 3. Novgorodcev A.B., Shneerson G.A. Perehodnye processy i 'elektrodinamicheskie usiliya v sisteme solenoid - zamknutyj 'ekran // Trudy Leningradskogo politehn. instituta. – 1966. – № 273. – S. 139-151. 4. Mihajlov V.M. Impul'snye 'elektromagnitnye polya. – Har'kov: Vischa shkola. Izd-vo pri Har'k. un-te, 1979. – 140 s. 5. Rytov S.M. K raschetu pogloshcheniya 'elektromagnitnykh voln v trubah // Zhurnal 'eksperimental'noj i teoreticheskoy fiziki. – 1940. – № 2. – S. 176-179. 6. Rytov S.M. Raschet skin-'effekta metodom vozmushchenij // Zhurnal 'eksperimental'noj i teoreticheskoy fiziki. – 1940. – № 2. – S. 180-189. 7. Nikol'skij V.V. Teoriya 'elektromagnitnogo polya. – M.: Vysshaya shkola, 1964. – 384 s. 8. Zhukov S.V. O granichnykh usloviyakh dlya opredeleniya peremennykh magnitnykh polej tonkih metallicheskikh obolochek // Zhurnal tekhnicheskoy fiziki. – 1969. – № 7. – S. 1149-1154. 9. Nejman L.R., Demirchyan K.S. Teoreticheskie osnovy 'elektrotehniki, t.2. – L.: 'Energoizdat, 1981. – 416 s. 10. Boronin V.N., Chechurin V.L. Raschet 'elektromagnitnykh polej na CVM. Uchebnoe posobie. – L.: izdat. Leningr. politehn. in-ta, 1981. – 64 s. 11. Demirchyan K.S., Chechurin V.L. Mashinnye raschety 'elektromagnitnykh polej. – M.: Vyssh. shk., 1986. – 240 s. 12. Boyko N. I., Bondina N.N., Levchenko E.V., Mihajlov V.M. Perehodnye processy i modelirovanie proniknoveniya impul'snogo 'elektricheskogo polya v biologicheskuyu kletku // Tehnichna elektrodinamika. Tematichnij vipusk "Problimi suchasnoi elektrotehniki". – 2004. – Ch.2. – S. 7-12. 13. Boyko N. I., Bondina N.N., Levchenko E.V., Mihajlov V.M. Chastotnye karakteristiki proniknoveniya impul'snogo 'elektricheskogo polya v obolochku iz neideal'nogo di'elektrika // Tehnichna elektrodinamika. Tematichnij vipusk "Problimi suchasnoi elektrotehniki". – 2006. – Ch.4. – S. 13-16. 14. Smajt V. 'Elektrostatika i 'elektrodinamika. – M.: IL, 1954. – 604 s.

Поступила 20.06.2011

Бондина Нина Николаевна, к.т.н., доц.,
кафедра "Вычислительная техника и программирование",
тел. (057) 707-60-19
Михайлов Валерий Михайлович, д.т.н., проф.,
кафедра "Инженерная электрофизика",
тел. (057) 707-60-52
Национальный технический университет
"Харьковский политехнический институт"
61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21

N.N. Bondina, V.M. Mikhailov
About plane wave approximation in computation of electromagnetic field penetration into thin conductive shells.
Conditions of plane wave approximation validity in computation of electromagnetic field penetration into thin conductive shells with non-planar boundary surfaces are formulated. Criterial analysis of the approximation errors as compared with analytical solutions for ordinary-shape shells is made.
Key words – electromagnetic field penetration, thin conductive shell, plane wave approximation, restrictions, errors.

ЧОТИРИМІРНИЙ ПРОСТІР І ВЕКТОР СТРУМУ ЗСУВУ

Розглянуто використання векторного і скалярного потенціалів при розрахунку основних векторів електромагнітного поля, показано формування компонент чотирихтензора даного поля похідними чотиримірною потенціалу, встановлено співвідношення, що виражає струм зсуву через потенціали.

Рассмотрено использование векторного и скалярного потенциалов при расчёте основных векторов электромагнитного поля, показано формирование компонент четырёхтензора данного поля производными четырёхмерного потенциала, установлено соотношение, выражающее ток смещения через потенциалы.

ВСТУП

Повне й точне дослідження процесів, що відбуваються в електромагнітних полях, які змінюються в часі, може бути виконане й описано за допомогою системи рівнянь Максвелла:

$$[\nabla \mathbf{H}] = \partial \mathbf{D} / \partial t + \boldsymbol{\delta}, [\nabla \mathbf{E}] = -\partial \mathbf{B} / \partial t, \nabla \mathbf{D} = \rho, \nabla \mathbf{B} = 0. \quad (1)$$

Дана система являє собою формулювання основних постулатів або аксіом електродинаміки. Її утворюють взаємозалежні рівняння першого порядку в частинних похідних, що визначають зміну складових електричних і магнітних полів. Для простих конфігурацій рівняння Максвелла можуть бути вирішені безпосередньо. Однак уведення допоміжних величин – скалярного φ й векторного $\mathbf{A}$ потенціалів дозволяє звести систему до меншого числа рівнянь другого порядку, що істотно полегшує її рішення [1]. При цьому деякі з рівнянь Максвелла задовольняються автоматично.

Оскільки дивергенція ротора дорівнює нулю, то відповідно до рівняння Максвелла, що виражає принцип безперервності магнітного потоку ($\nabla \mathbf{B} = 0$), вектор $\mathbf{B}$ можна виразити через векторний потенціал $\mathbf{A}$:

$$\mathbf{B} = [\nabla \mathbf{A}]. \quad (1)$$

Підстановка останнього вираження в друге рівняння Максвелла ($[\nabla \mathbf{E}] = -\partial \mathbf{B} / \partial t$) зі зміною порядку диференціювання за часом і по просторових координатах дозволяє одержати співвідношення [2]:

$$\text{rot}(\mathbf{E} + \partial \mathbf{A} / \partial t) = 0.$$

Величину в круглих дужках можна представити у вигляді градієнта деякої функції скалярного потенціалу φ , тому що ротор градієнта тотожно дорівнює нулю:

$$\mathbf{E} + \partial \mathbf{A} / \partial t = \nabla \varphi.$$

$$\text{Отже} \quad \mathbf{E} = -\nabla \varphi - \partial \mathbf{A} / \partial t. \quad (2)$$

Формулами (1) і (2) вектори електромагнітного поля $\mathbf{E}$ й $\mathbf{B}$ виражаються через чотири скалярні функції: A_x, A_y, A_z і φ .

ОСНОВНА ЧАСТИНА

Завдання векторного й скалярного потенціалів однозначно визначає електромагнітне поле. Поля $\mathbf{B}$ й $\mathbf{E}$, знайдені через потенціали $\mathbf{A}$ й φ співвідношеннями (1) і (2), тотожно задовольняють рівнянням Максвелла $\nabla \mathbf{B} = 0$ й $[\nabla \mathbf{E}] = -\partial \mathbf{B} / \partial t$ відповідно.

Рівняння Максвелла $\nabla \mathbf{D} = \rho$ або $\nabla \mathbf{E} = \rho / \varepsilon_a$ (рівняння теореми Гауса в диференціальній формі) також може бути записане через потенціали [1], використовуючи вираз (2):

$$\nabla(-\nabla \varphi - \partial \mathbf{A} / \partial t) = \rho / \varepsilon_a$$

$$\text{або} \quad \nabla^2 \varphi + \frac{\partial}{\partial t} \nabla \mathbf{A} = -\frac{\rho}{\varepsilon_a}. \quad (3)$$

Щоб скласти перше рівняння Максвелла $[\nabla \mathbf{H}] = -\partial \mathbf{D} / \partial t + \boldsymbol{\delta}$ щодо векторного потенціалу необ-

хідно помножити його ліву і праву частину на магнітну проникність середовища μ_a :

$$[\nabla \mathbf{B}] = \mu_a \partial \mathbf{D} / \partial t + \mu_a \boldsymbol{\delta}.$$

Для однорідних і ізотропних середовищ $\mathbf{D} = \varepsilon_a \mathbf{E}$, тому:

$$[\nabla \mathbf{B}] = \mu_a \varepsilon_a \partial \mathbf{E} / \partial t + \mu_a \boldsymbol{\delta}.$$

Приймаючи до уваги рівняння (1), відповідно до якого $\mathbf{B} = [\nabla \mathbf{A}]$, отже

$$[\nabla [\nabla \mathbf{A}]] = \mu_a \varepsilon_a \partial \mathbf{E} / \partial t + \mu_a \boldsymbol{\delta}.$$

Відповідно до однієї з основних формул векторного аналізу $[\nabla [\nabla \mathbf{A}]] = \nabla(\nabla \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A}$, таким чином:

$$\nabla(\nabla \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = \mu_a \varepsilon_a \partial \mathbf{E} / \partial t + \mu_a \boldsymbol{\delta}.$$

Похідна $\partial \mathbf{E} / \partial t$, що бере участь в останньому рівнянні, також може бути виражена через потенціали відповідно до формули (2):

$$\frac{\partial \mathbf{E}}{\partial t} = -\nabla \frac{\partial \varphi}{\partial t} - \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2},$$

тому:

$$\nabla(\nabla \mathbf{A}) - \nabla^2 \mathbf{A} = -\mu_a \varepsilon_a \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - \nabla \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial t} + \mu_a \boldsymbol{\delta}.$$

Отримане співвідношення може бути переписане в такий спосіб:

$$\nabla(\nabla \mathbf{A} + \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial t}) - \nabla^2 \mathbf{A} + \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = \mu_a \boldsymbol{\delta}. \quad (4)$$

Таким чином, система (1) чотирьох рівнянь Максвелла зведена до двох взаємозалежних рівнянь (3) і (4). Для одержання окремих рівнянь для потенціалів φ і $\mathbf{A}$ необхідно скористатися свободою в їхньому визначенні. Тому що магнітна індукція $\mathbf{B}$ пов'язана з векторним потенціалом $\mathbf{A}$ співвідношенням (1), то потенціал $\mathbf{A}$ визначений лише з точністю до адитивної векторної функції, що є градієнтом довільної функції Λ . Магнітне поле $\mathbf{B}$ не змінюється при перетворенні, якщо:

$$\mathbf{A} \rightarrow \mathbf{A}' = \mathbf{A} + \text{grad} \Lambda. \quad (5)$$

Щоб при цьому залишалося незмінним також і електричне поле $\mathbf{E}$ (2), варто одночасно перетворити й скалярний потенціал:

$$\varphi \rightarrow \varphi' = \varphi - \partial \Lambda / \partial t. \quad (6)$$

Виразення (5) і (6) дозволяють, зокрема, вибрати таку систему потенціалів, у якій виконується рівність:

$$\nabla \mathbf{A} + \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial \varphi}{\partial t} = 0, \quad (7)$$

тобто дозволяють накласти на потенціали додаткову умову Лоренца (слід зазначити, що цій умові можна задовольнити завжди). При цьому рівняння (3) і (4) зводяться до двох окремих не однорідних хвильових рівнянь для $\mathbf{A}$ й φ :

$$\nabla^2 \varphi - \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial^2 \varphi}{\partial t^2} = -\rho \quad (8)$$

$$\text{і} \quad \nabla^2 \mathbf{A} - \mu_a \varepsilon_a \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} = -\mu_a \boldsymbol{\delta}. \quad (9)$$

Таким чином:

$$\boldsymbol{\delta} = \varepsilon_a \frac{\partial^2 \mathbf{A}}{\partial t^2} - (1/\mu_a) \nabla^2 \mathbf{A}. \quad (10)$$

Рівняння (8) і (9) у сукупності з (7) утворюють систему рівнянь, повністю еквівалентну рівнянням Максвелла.

Електромагнітні потенціали теорії Лоренца: скалярний φ і векторний $\mathbf{A}$ мають просте чотиримірне тлумачення. Як уперше було відзначено Минковским [3], вони можуть бути з'єднані в один вектор чотиримірного світу – чотиримірний потенціал:

$$\mathbf{A}_\mu = (\mathbf{A}, A_t), \quad (11)$$

тут: $\mathbf{A} = (A_x, A_y, A_z)$ – тримірний векторний потенціал, $A_t = (j/c)\varphi$ – часовий компонент чотиривектора.

Умову Лоренца (7) можна записати через чотиримірну дивергенцію чотиривектора $\mathbf{A}_\mu$ [4]. Тому що:

$$\nabla_\mu A_\mu = \frac{\partial A_\mu}{\partial x_\mu} = \frac{\partial A_x}{\partial x} + \frac{\partial A_y}{\partial y} + \frac{\partial A_z}{\partial z} + \frac{\partial (j\varphi/c)}{\partial (jct)} = \nabla \mathbf{A} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial \varphi}{\partial t}$$

виходить, що умова Лоренца в чотиримірному запису має вигляд:

$$\nabla_\mu A_\mu = 0.$$

Дана умова в теорії Лоренца використовується для однозначного визначення складових чотиримірного вектора $\mathbf{A}_\mu$.

В електродинаміці магнітну індукцію $\mathbf{B}$, як і напруженість електричного поля $\mathbf{E}$ зручно виражати через векторний і скалярний потенціали $\mathbf{A}$ й φ за формулами (1) і (2).

При використанні компонентів чотиривектора $\mathbf{A}_\mu$ комплексного чотиримірного простору вектори електромагнітного поля описуються наступними співвідношеннями:

$$B_x \equiv B_1 = \frac{\partial A_z}{\partial y} - \frac{\partial A_y}{\partial z} = \frac{\partial A_3}{\partial x_2} - \frac{\partial A_2}{\partial x_3}, \quad (12)$$

$$E_x \equiv E_1 = -\frac{\partial \varphi}{\partial x} - \frac{\partial A_x}{\partial t} = -\frac{c}{j} \frac{\partial A_4}{\partial x_1} - \frac{\partial A_1}{\partial x_4} j c = \frac{c}{j} \left(\frac{\partial A_1}{\partial x_4} - \frac{\partial A_4}{\partial x_1} \right). \quad (13)$$

Останні члени в (12) і (13) записані на підставі визначення складових чотиримірного потенціалу. Аналогічно, використовуючи компоненти чотиривектора $\mathbf{A}_\mu$, можна описати й інші складові векторів $\mathbf{E}$ і $\mathbf{B}$ електромагнітного поля. Ці комбінації утворюють антисиметричний чотиритензор другого рангу:

$$F_{\mu\nu} = \frac{\partial A_\nu}{\partial x_\mu} - \frac{\partial A_\mu}{\partial x_\nu} \quad (\mu, \nu = 1, 2, 3, 4), \quad (14)$$

У такого тензора діагональні компоненти, тобто компоненти, що мають два однакових індекси, дорівнюють нулю.

Компоненти $F_{4\nu}$ цього чотиритензора дорівнюють величинам $(j/c)\mathbf{E}_\nu$ відповідно, у той час як компоненти $F_{\mu 4}$ дорівнюють величинам $-(j/c)\mathbf{E}_\mu$.

Таким чином, усі компоненти вектора напруженості електричного поля можна виразити через комбінації похідних від компонентів чотиривектора $\mathbf{A}_\mu$ по чотиримірних координатах відповідно до рівняння (2):

$$E_\mu = \frac{c}{j} \left(\frac{\partial A_\mu}{\partial x_4} - \frac{\partial A_4}{\partial x_\mu} \right) = -\frac{\partial A_\mu}{\partial t} - \nabla_\mu \varphi. \quad (15)$$

Часовий компонент даного вектора визначається виразом:

$$E_t = -\partial \varphi / \partial x_4 - \partial A_4 / \partial t \equiv E_4 = -\nabla_t \varphi - \partial A_t / \partial t \quad (16)$$

і має дві складові рівні по величині, але протилежні за знаком. Одна з них описується часовим компонентом чотиримірного градієнта скалярної функції $\nabla_t \varphi$, інша – похідної від часової складової чотиримірного потенціалу $\partial A_t / \partial t$.

Для однорідних і ізотропних середовищ вектор електричного зсуву $\mathbf{D}$ й вектор напруженості $\mathbf{E}$ електричного поля зв'язані співвідношенням $\mathbf{D} = \epsilon_a \mathbf{E}$. Отже, складові вектора електричної індукції також можуть бути виражені через компоненти чотиривектора $\mathbf{A}_\mu$:

$$D_\mu = \epsilon_a E_\mu = \epsilon_a \frac{c}{j} \left(\frac{\partial A_\mu}{\partial x_4} - \frac{\partial A_4}{\partial x_\mu} \right) = \epsilon_a \left(-\frac{\partial A_\mu}{\partial t} - \nabla_\mu \varphi \right). \quad (17)$$

Таким чином, складові току зсуву визначаються компонентами чотиримірного потенціалу $\mathbf{A}_\mu$:

$$\delta_{\mu\text{см}} = \frac{\partial D_\mu}{\partial t} = \epsilon_a \frac{\partial E_\mu}{\partial t} = \epsilon_a \frac{\partial}{\partial t} \left(-\frac{\partial A_\mu}{\partial t} - \nabla_\mu \varphi \right). \quad (18)$$

ВИСНОВКИ

Отриманий вираз (18) свідчить про те, що вектор щільності зсуву може бути описаний чотиримірним потенціалом. Таким чином, струм зсуву варто розглядати в чотиримірному просторі, з огляду на всі його компоненти. Таке подання вектора струму зсуву спрощує розрахунок основних векторів електродинаміки й дозволяє врахувати при цьому активну складову струму зсуву, тобто активні втрати в діелектрику.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Джексон Дж. Классическая электродинамика. – М.: Мир, 1965. – 702 с.
2. Меерович Э.А., Мейерович Б.Э. Методы релятивистской электродинамики в электротехнике и электрофизике. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 232 с.
3. Паули В. Теория относительности. – М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1991. – 328 с.
4. Угаров В.А. Специальная теория относительности. – М.: Наука. Гл. ред. Физ.-мат. лит., 1977. – 384 с.

Bibliography (transliterated): 1. Dzheksjon Dzh. Klassicheskaya `elektrodinamika. - M.: Mir, 1965. - 702 s. 2. Meerovich `E.A., Mejerovich B. `E. Metody relyativistkoj `elektrodinamiki v `elektrotehnike i `elektrofizike. - M.: `Energoatomizdat, 1987. - 232 s. 3. Pauli V. Teoriya otositel'nosti. - M.: Nauka. Gl. red. Fiz.-mat. lit., 1991. - 328 s. 4. Ugarov V.A. Special'naya teoriya otositel'nosti. - M.: Nauka. Gl. red. Fiz.-mat. lit., 1977. - 384 s.

Поступила 03.10.2011

Придубков Павло Якович, к.т.н., доц.
доцент кафедри "Електротехніка та електричні машини"
Українська державна академія залізничного транспорту
61050, Харків, пл. Фейербаха, 7
тел. (057) 7301996

Хоменко Ігор Васильович, к.т.н., доц.
доцент кафедри "Передача електричної енергії"
Національний технічний університет
"Харківський політехнічний інститут"
61002, Харків, вул. Фрунзе 21

Pridubkov P.Y., Khomenko I.V.

Four-dimensional space and a bias current vector.

Application of vector and scalar potentials for computation of the principal electromagnetic field vectors is considered. Formation of the given field 4-D tensor components with 4-D potential derivatives is shown, expression for bias current in terms of the potentials is derived.

Key words – **electromagnetic field, vector and scalar potentials, bias current.**

М.И. Баранов, Г.М. Колишко, В.О. Лысенко

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ОСНОВНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК СИЛЬНОТОЧНОГО ПЛАЗМЕННОГО КАНАЛА ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА В ЦЕПИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ГЕНЕРАТОРА ИМПУЛЬСНОЙ КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Дослідним шляхом отримано чисельні значення активного опору, питомій електропровідності і напруженості подовжнього електричного поля для сильнострумового плазмового каналу підводного іскрового розряду в колі потужного генератора з ємнісним накопичувачем енергії, який використовується при формуванні на навантаженні імпульсної А- компоненти струму штучної блискавки з амплітудою до 200 кА.

Опытным путем получены численные значения активного сопротивления, удельной электропроводности и напряженности продольного электрического поля для сильноточного плазменного канала подводного искрового разряда в цепи мощного генератора с емкостным накопителем энергии, используемого при формировании на нагрузке импульсной А- компоненты тока искусственной молнии с амплитудой до 200 кА.

ВВЕДЕНИЕ

При определении молниестойкости различных технических объектов (например, объектов энергетики, авиационной и ракетно-космической техники), содержащих многообразные устройства, изоляционные и металлические конструкции, с помощью генератора тока молнии (ГТМ) требуется при выборе режимов токового нагружения испытываемых элементов учитывать электрофизические характеристики сильноточных плазменных каналов (СПК) искровых разрядов в электрических цепях высоковольтных емкостных накопителей энергии (ЕНЭ) данного ГТМ [1-4]. Как известно, к воспроизводимым отдельными высоковольтными генераторами импульсных токов (ГИТ) подобных мощных ГТМ, работающими на общую электрическую нагрузку (объект испытаний), амплитудно-временным параметрам (АВП) основных компонент тока искусственной молнии предъявляются жесткие международные технические требования [5-8]. В работах [9, 10] авторами были представлены результаты экспериментальных исследований в ГТМ основных электрических характеристик СПК (например, активного сопротивления R_k , удельной электропроводности σ_k и напряженности продольного электрического поля E_k), характерных для воздушных искровых разрядов в цепях его ГИТ, формирующих повторную импульсную D- (с амплитудой тока до 100 кА и длительностью до 500 мкс) и импульсную А- (с амплитудой тока до 200 кА и длительностью до 500 мкс) компоненты тока искусственной молнии. В практике электромагнитных испытаний на молниестойкость при помощи мощного ГТМ ряда объектов (например, деревянных клееных конструкций устройств высоковольтной импульсной техники [11] и др.) необходимы данные для указанных величин сопротивления R_k , электропроводности σ_k и напряженности E_k в СПК при подводных искровых разрядах в сильноточных цепях высоковольтных генераторов ГИТ-D и ГИТ-A, формирующих соответственно повторную импульсную D- и импульсную А-компоненты тока искусственной молнии. В рамках данной статьи ограничимся рассмотрением СПК подводного искрового разряда в цепи мощного генератора ГИТ-A.

1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПО ОЦЕНКЕ В ЦЕПИ С ИМПУЛЬСНОЙ А- КОМПОНЕНТОЙ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ ПАРАМЕТРОВ СПК ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА

Рассмотрим приведенную на рис. 1 рабочую камеру (РК) с изоляционным корпусом 1, внутри которой размещен окруженный технической водой 2 тонкий металлический электрически взрывающийся проводник (ЭВП) 3, включенный в разрядную цепь генератора ГИТ-A, формирующего на эквиваленте нагрузки ГТМ согласно [1-3] импульсную А-компоненту тока искусственной молнии с нормированными АВП. Принимаем, что в соответствии с международными требованиями [5-8] данная компонента тока имитированной молнии (как правило, отрицательной полярности) характеризуется следующими основными нормированными АВП: амплитудой тока $I_{mA} = 200$ кА с допуском $\pm 10\%$; интегралом действия $J_A = 2 \cdot 10^6$ А²·с при допуске $\pm 20\%$; временем амплитуды тока $t_{mA} \leq 50$ мкс; длительностью своего протекания $\tau_i \leq 500$ мкс.

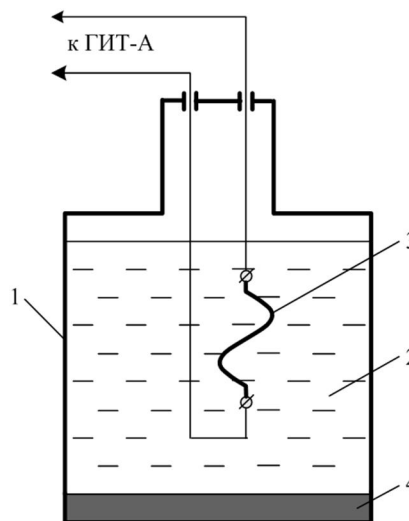


Рис. 1. Схематическое изображение рабочей камеры с ЭВП в цепи подводного разряда высоковольтного ГИТ-A, предназначенного для получения импульсной А- компоненты тока искусственной молнии (1 – изоляционный корпус РК; 2 – техническая вода; 3 – медный ЭВП; 4 – мелкодисперсные продукты от подводного взрыва медного проводника)

Принимаем, что в наших опытах в качестве ЭВП выступает прямолинейный оголенный тонкий медный проводник диаметром $d_0 = 0,2$ мм и длиной $l_0 = 100$ мм, погруженный в техническую воду РК и жестко подсоединенный своими концами к зажимам на медных электродах крупногабаритного коаксиального радиочастотного кабеля марки РК 50-17-17 со сплошной полиэтиленовой изоляцией, выходящего через горловину РК наружу и включенного далее в разрядную цепь генератора ГИТ-А. Считаем, что в проводимых экспериментах с подводным сильноточным искровым разрядом, инициированным тонким медным ЭВП, АВП импульсного разрядного тока в цепи генератора ГИТ-А могут из-за использования пониженного зарядного напряжения U_{3A} его ЕНЭ, влияния вносимых в нее электрических параметров токоподводов к РК и явления электрического взрыва (ЭВ) тонкого медного ЭВП отличаться от указанных выше нормированных параметров импульсной А-компоненты тока искусственной молнии. Пусть отрицательное зарядное напряжение U_{3A} для генератора ГИТ-А не превышает значения -7 кВ. Полагаем, что в соответствии со схемой на рис. 2 основные собственные электрические параметры разрядной цепи генератора ГИТ-А имеют следующие численные значения [1, 10]: $C_A = 333$ мкФ; $L_A = 2,05$ мкГн; $R_A = 0,061$ Ом.

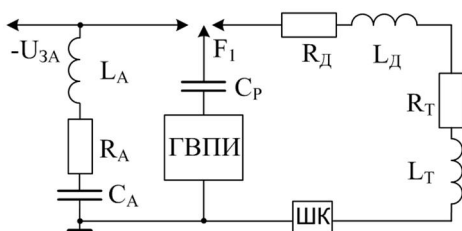


Рис. 2. Принципиальная электрическая схема разрядной цепи высоковольтного генератора ГИТ-А с шунтом ШК, используемой при формировании на электрической нагрузке (медном массивном проводнике или тонком ЭВП) импульсной А-компоненты тока искусственной молнии [1, 3]

Высоковольтный ЕНЭ данного ГИТ после его соответствующего заряда разряжается с помощью сильноточного трехэлектродного воздушного разрядника F_1 через медные токоподводы к РК (с электрическими параметрами R_T и L_T) на тонкий медный ЭВП (с электрическими параметрами R_D и L_D). Электрический запуск разрядника F_1 в цепи генератора ГИТ-А осуществляется генератором высоковольтных поджигающих импульсов (ГВПИ) на выходное импульсное напряжение до ± 100 кВ. Полярность этого импульсного микросекундного импульса напряжения от ГВПИ, отделенного от управляющего электрода разрядника F_1 разделительной емкостью $C_P = 180$ пФ на 120 кВ, определяется полярностью зарядного напряжения U_{3A} (для создания между управляющим электродом разрядника F_1 и его непотенциальным или заземленным электродом больших перенапряжений данные полярности должны совпадать). Отметим, что заранее параметры R_T , L_T и R_D , L_D нам не известны и они подлежат определению по результатам осциллографирования импульсной А-компоненты тока молнии соответственно до и после включения в разрядную цепь генератора ГИТ-А тонкого медного ЭВП, вносящего в цепь величины R_D и L_D .

Полагаем, что величина индуктивности L_D для ЭВП мало отличается от индуктивности предваритель-

но шунтирующего участок его установки прямолинейного массивного медного проводника диаметром $d_{ш} = 2$ мм и длиной $l_{ш} = 100$ мм, активное сопротивление которого (порядка 0,55 мОм) существенно меньше величин собственного активного сопротивления R_A выбранного ГТМ и активного сопротивления R_D , вносимого в рассматриваемую сильноточную цепь подводным ЭВ тонкого медного проводника аналогичной длины и диаметром $d_0 = 0,2$ мм. Принимаем, что активное сопротивление СПК $R_k = R_D$ при подводном искровом разряде в цепи высоковольтного генератора ГИТ-А обусловлено возникающей от ЭВП высокоионизированной металлической плазмой, сосредоточенной в цилиндрическом объеме радиусом круглого основания r_k , подлежащим в дальнейшем расчетному или экспериментальному определению, и высотой $l_k = l_0 = 100$ мм. Следует указать, что измерение АВП импульсной А-компоненты тока имитированной молнии в разрядной цепи генератора ГИТ-А будет выполняться при помощи метрологически поверенного коаксиального шунта (ШК) типа ШК-300 разработки НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" (рис. 3), включенного согласно электрической схеме на рис. 2 в заземленную часть цепи разряда используемого нами ГИТ.



Рис. 3. Внешний вид измерительного коаксиального шунта типа ШК-300 с экранированной кабельной линией связи длиной 60 м и специальным делителем напряжения СД-300, предназначенным для подключения в экранированном заглубленном бункере ряда цифровых осциллографов [1, 3]

Требуется по результатам осциллографирования и численного расчета с помощью стандартной программы Electronics Workbench (версия EWB 5.12) [9, 12] электроразрядных процессов в схеме на рис. 2 определить активное сопротивление R_k , электропроводность σ_k и напряженность E_k в СПК подводного искрового разряда в цепи мощного генератора ГИТ-А.

2. РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЛИЯНИЯ СПК ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА НА АВП ИМПУЛЬСНОЙ А-КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

На рис. 4 приведена осциллограмма импульсной А-компоненты тока искусственной молнии в схеме рис. 2 при $U_{3A} = -7$ кВ, полученная с помощью измерительного коаксиального шунта ШК-300 [1, 3] и цифрового запоминающего осциллографа типа Tektronix TDS 1012 практически при $R_k = R_D = 0$, когда прямолинейный участок под тонкий медный ЭВП был шунтирован массивным медным проводником диаметром $d_{ш} = 2$ мм и длиной $l_{ш} = 100$ мм (масштаб по вертикали – 1 В/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка).

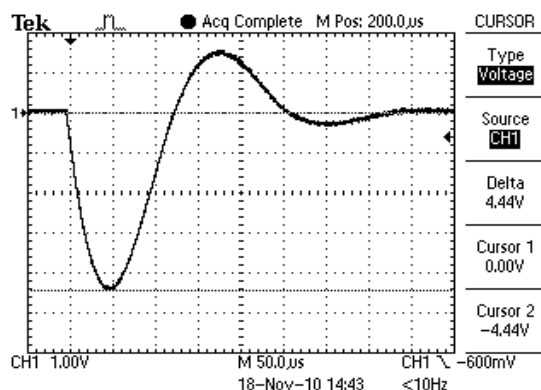


Рис. 4. Осциллограмма импульсной А-компоненты тока искусственной молнии при подводном сильноточном разряде высоковольтного ГИТ-А на массивный медный проводник в РК диаметром $d_{\text{ш}}=2$ мм и длиной $l_{\text{ш}}=0,1$ м ($U_{3A}=-7$ кВ)

Из приведенной на рис. 4 осциллограммы импульсной А-компоненты тока имитированной молнии видно, что при коэффициенте преобразования измерительного шунта ШК-300, численно равном для рассматриваемой составляющей тока грозового разряда $K_A = 11261$ А/В [1, 3], ее первая амплитуда I_{mA} оказывается примерно равной $4,44 \text{ В} \times 11261 \text{ А/В} = 50$ кА. Данной амплитуде импульсного тока I_{mA} соответствует время, равное $t_{mA} = 46$ мкс. Переход через ось абсцисс первой отрицательной полуволны импульсной А-компоненты тока молнии происходит при времени $t_{A1} = 122$ мкс, а ее второй положительной полуволны – при времени $t_{A2} = 254$ мкс. Амплитуда второй положительной полуволны рассматриваемого тока не превышает 16,9 кА, а третьей отрицательной полуволны – 3,35 кА. Логарифмический декремент колебаний Δ_{A1} импульсного тока i_A согласно рис. 4 составляет около 2,7 при его периоде $T_A = 254$ мкс и коэффициенте затухания, равном $\delta_{A1} = \Delta_{A1}/T_A = 10,63 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$. Тогда при полной индуктивности разрядной цепи генератора ГИТ-А в проводимой серии опытов $L_{A\Sigma} = T_A^2 / (4\pi^2 C_A) = 4,9$ мкГн ($L_d = 0,1$ мкГн; $L_T = 2,75$ мкГн) для ее полного активного сопротивления $R_{A\Sigma 1} = 2\delta_{A1}L_{A\Sigma}$ на основании осциллограммы рис. 4 получаем величину, равную примерно 0,104 Ом ($R_T = R_{A\Sigma 1} - R_A = 5,5 \cdot 10^{-4} \text{ Ом} = 0,043 \text{ Ом}$).

На рис. 5 представлена осциллограмма исследуемой импульсной А-компоненты тока искусственной молнии, полученной в рассматриваемой согласно рис. 2 электрической схеме при использовании в сильноточной разрядной цепи высоковольтного ГИТ-А взрывающегося в РК с технической водой из-за проявления в ее (камере) сильноточном контуре подводного ЭВ тонкого сплошного медного ЭВП, имеющего диаметр $d_0 = 0,2$ мм и длину $l_0 = 100$ мм ($U_{3A} = -7$ кВ; масштаб по вертикали – 1 В/клетка; масштаб по горизонтали – 50 мкс/клетка). В этом случае из данных рис. 5 видно, что импульсный ток i_A в разрядной цепи ГИТ-А характеризуется сильным затуханием во времени и колебательный процесс разряда его ЕНЭ приближается к аperiодическому режиму, при котором полное активное сопротивление разрядной цепи генератора должно принимать критическое значение, равное $2(L_{A\Sigma}/C_A)^{1/2} = 0,243$ Ом. Амплитуда первой отрицательной полуволны импульсной А-компоненты имитированного в лабораторных условиях тока молнии при проявлении в РК подводного ЭВ тонкого медного проводника ($d_0 = 0,2$ мм; $l_0 = 100$ мм) оказывается рав-

ной около $3,52 \text{ В} \times 11261 \text{ А/В} = 39,6$ кА при $t_{mA} = 44$ мкс. Длительность первой полуволны разрядного тока i_A составляет 124 мкс. Амплитуда второй положительной полуволны тока i_A в цепи разряда ГИТ-А на тонкий медный ЭВП в РК с технической водой принимает значение, равное примерно 2,25 кА. Длительность периода токовых колебаний при этом, как и случае применения в РК шунтирующего массивного медного проводника ($d_{\text{ш}} = 2$ мм; $l_{\text{ш}} = 100$ мм), составляет около $T_A = 254$ мкс. Путем изменения на экране осциллографа и соответственно на рис. 5 масштаба по вертикали было установлено, что амплитуда третьей отрицательной токовой полуволны достигает значения 0,75 кА. Указанным амплитудам разрядного тока i_A на рис. 5 соответствует логарифмический декремент колебаний Δ_{A2} , равный 3,96. Поэтому в этом случае коэффициент затухания δ_{A2} тока в цепи разряда генератора ГИТ-А принимает численное значение около $15,59 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$. При $T_A = 254$ мкс и $L_{A\Sigma} = 4,9$ мкГн подводный ЭВ в РК с технической водой рассматриваемого тонкого медного проводника ($d_0 = 0,2$ мм; $l_0 = 100$ мм) согласно вышеприведенным на основании рис. 5 данным для импульсного тока i_A приводит к возникновению в цепи разряда ГИТ-А полного активного сопротивления величиной $R_{A\Sigma 2} = 0,153$ Ом. Данное значение сопротивления $R_{A\Sigma 2}$, как и следовало было ожидать, оказалось меньше его критического значения, равного 0,243 Ом.

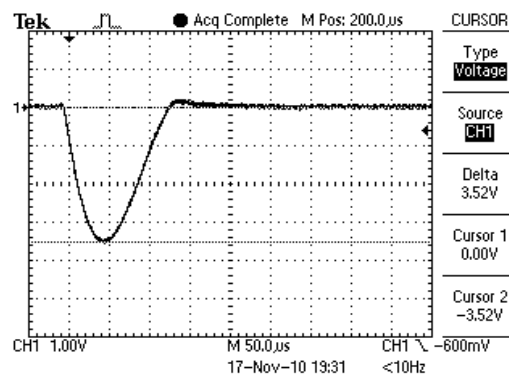


Рис. 5. Осциллограмма импульсной А-компоненты тока искусственной молнии при подводном сильноточном разряде высоковольтного ГИТ-А на тонкий медный ЭВП в РК диаметром $d_0=0,2$ мм и длиной $l_0=100$ мм ($U_{3A}=-7$ кВ)

Отметим, что аналогичные данные для активного сопротивления $R_{A\Sigma 2}$ следуют и из результатов численного моделирования на основе стандартной программы EWB 5.12 [9, 12] линейных электромагнитных процессов в схеме разряда генератора ГИТ-А, приведенной на рис. 2. В результате из полученных экспериментальных данных находим, что при подводном ЭВ в РК с технической водой примененного тонкого медного проводника ($d_0 = 0,2$ мм; $l_0 = 100$ мм) активное сопротивление R_k СПК подводного искрового разряда в сильноточной цепи используемого высоковольтного генератора ГИТ-А оказывается приближенно равным:

$$R_k = R_{A\Sigma 2} - R_{A\Sigma 1} = 0,049 \text{ Ом.} \quad (1)$$

Тогда в указанных электрофизических условиях погонная величина активного сопротивления R_{k0} для СПК длиной $l_k = l_0 = 100$ мм подводного искрового разряда в цепи мощного генератора ГИТ-А, формирующего импульсную А-компоненту тока искусственной молнии, составит следующее численное значение:

$$R_{k0} = R_k / l_k = 0,49 \cdot 10^{-3} \text{ Ом/мм} = 0,49 \text{ Ом/м.} \quad (2)$$

Из представленных здесь опытных данных вытекает, что введение в разрядную сильноточную цепь высоковольтного генератора ГИТ-А электрического контура РК с длинными от рабочего стола ГТМ токоподводами ($R_T = 0,043 \text{ Ом}$; $L_T = 2,75 \text{ мГн}$) и размещенным в технической воде РК тонким медным ЭВП диаметром $d_0 = 0,2 \text{ мм}$ и длиной $l_0 = 100 \text{ мм}$ вызывает заметное уменьшение (на 21 %) первой амплитуды I_{mA} импульсной А- компоненты тока искусственной молнии и резкую деформацию разрядного тока ГИТ-А.

3. ОЦЕНКА РАДИУСА СПК ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА В СИЛЬНОТОЧНОЙ ЦЕПИ ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ГЕНЕРАТОРА ГИТ-А

Учитывая известную зависимость радиуса СПК для воздушного искрового разряда (формулу Брагинского [13, 14]) и расчетно-экспериментальные данные, представленные во второй главе монографии [15], посвященной теории и практике электрогидравлического эффекта, представим искомую величину для максимального радиуса плазменного канала r_{mk} при подводном искровом разряде в сильноточной цепи генератора ГИТ-А в следующем аналитическом виде:

$$r_{mk} = B_k (I_{mA})^{1/3} (t_{mA})^{1/2}, \quad (3)$$

где I_{mA} , t_{mA} – соответственно первая амплитуда импульсного тока в разрядной цепи ГИТ-А и время достижения импульсом тока этой амплитуды; B_k – неизвестный коэффициент, подлежащий определению.

Для нахождения значения коэффициента B_k воспользуемся экспериментальными результатами табл. 2 из [15], полученными при подводном ЭВ и исследовании развития в технической воде разрядного плазменного канала в сильноточных цепях высоковольтных ГИТ, характеризующихся зарядным напряжением 5 кВ (при амплитуде тока 88 кА и времени ее достижения 4 мкс) и 8 кВ (при амплитуде тока 42 кА и времени ее достижения 2 мкс). Заметим, что для указанных ЭВП разрядного тока в упомянутых ГИТ подводные СПК соответственно имели следующие значения своих радиусов r_{mk} [15]: 2,14 и 1,16 мм. Тогда на основании этих опытных данных из [15], соответствующих рассматриваемому нами электротехнологическому случаю, коэффициент B_k в формуле (3) примет численное значение, равное $0,024 \text{ м/(А}^{1/3} \cdot \text{с}^{1/2})$. После подстановки в формулу (3), записанную в системе СИ, при $B_k = 0,024 \text{ м/(А}^{1/3} \cdot \text{с}^{1/2})$ соответствующих ЭВП для импульсного тока i_A согласно данным рис. 5 ($I_{mA} = 39,6 \cdot 10^3 \text{ В}$; $t_{mA} = 44 \cdot 10^{-6} \text{ с}$) находим, что в нашем случае величина максимального радиуса r_{mk} СПК при подводном искровом разряде в цепи ГИТ-А принимает численное значение, примерно равное 5,425 мм. Такое найденное расчетным путем по (3) относительно большое значение для радиуса r_{mk} , по сравнению с приведенными ранее опытными результатами из [15], обуславливается существенно большим для нашего электрофизического случая значением времени t_{mA} .

4. ОЦЕНКА ЭЛЕКТРОПРОВОДНОСТИ ПЛАЗМЫ В СПК ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА ДЛЯ ИМПУЛЬСНОЙ А- КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Усредненную по поперечному сечению разрядного канала удельную электропроводность σ_k высокоионизированной низкотемпературной плазмы в СПК подводного искрового разряда в РК от мощного генератора ГИТ-А, формирующего импульсную А- ком-

поненту тока искусственной молнии, с учетом экспериментально определенного нами значения активного сопротивления R_k рассматриваемого СПК цилиндрической формы находим из следующего соотношения:

$$\sigma_k = l_k / (\pi r_{mk}^2 R_k). \quad (4)$$

Из (4) при $r_{mk} = 5,425 \cdot 10^{-3} \text{ м}$, $l_k = 0,1 \text{ м}$ и $R_k = 0,049 \text{ Ом}$ следует, что искомая величина удельной электропроводности σ_k плазмы в исследуемом случае принимает значение $22073 \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$. Полученное нами усредненное значение для удельной электропроводности σ_k СПК подводного искрового разряда в цепи генератора ГИТ-А оказывается примерно в два раза меньше соответствующих опытных значений для σ_k , приведенных в табл. 2 из [15] для низкотемпературной плазмы сильноточного канала при подводных искровых разрядах ГИТ с ЕНЭ. Это отличие может быть объяснено большими (до 4,6 раз) для цепи подводного искрового разряда ГИТ-А значениями радиуса r_{mk} его канала, приводящими к уменьшению плотности его "металлической" плазмы и соответственно к уменьшению ее удельной электропроводности σ_k . Необходимо указать, что подстановка в (4) опытных данных из [15] для r_{mk} ($1,16 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ и $2,14 \cdot 10^{-3} \text{ м}$) и R_k (соответственно 0,19 Ом и 0,057 Ом) при одинаковой длине каналов разряда $l_k = 40 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ приводит к расчетным значениям для σ_k , равным соответственно $49801 \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$ и $48776 \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$. Эти расчетные данные для усредненной удельной электропроводности σ_k СПК хорошо согласуются с соответствующими изменяющимися по текущему радиусу СПК опытными значениями σ_k для плазмы каналов подводных искровых разрядов, а также с усредненными по радиусу плазменного канала опытными значениями электропроводности σ_k (соответственно $49420 \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$ и $48023 \text{ (Ом} \cdot \text{м)}^{-1}$), приведенными в табл. 2 из [15]. Это обстоятельство свидетельствует о работоспособности соотношения (4), предусматривающего использование в нем понятия усредненной по поперечному сечению разрядного сильноточного канала удельной электропроводности σ_k его высокоионизированной плазмы.

5. ОЦЕНКА НАПРЯЖЕННОСТИ ПРОДОЛЬНОГО ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПОЛЯ В СПК ПОДВОДНОГО ИСКРОВОГО РАЗРЯДА ДЛЯ ИМПУЛЬСНОЙ А- КОМПОНЕНТЫ ТОКА ИСКУССТВЕННОЙ МОЛНИИ

Максимальное значение напряженности E_{mk} продольного электрического поля в СПК подводного искрового разряда для сильноточной цепи ГИТ-А с импульсной А- компонентой тока искусственной молнии может быть оценено по следующим выражениям:

$$E_{mk} = I_{mA} / (\pi r_{mk}^2 \sigma_k) = I_{mA} R_k / l_k. \quad (5)$$

После подстановки в (5) полученных расчетно-экспериментальным путем значений I_{mA} , r_{mk} и σ_k или I_{mA} , R_k и l_k для величины E_{mk} в высокоионизированной плазме сильноточного подводного искрового разряда при $I_{mA} = 39,6 \cdot 10^3 \text{ А}$, $R_k = 0,049 \text{ Ом}$ и $l_k = 0,1 \text{ м}$ находим, что она принимает численное значение, примерно равное $19,4 \text{ кВ/м} = 19,4 \text{ В/мм}$. В этой связи на искровом подводном разрядном промежутке РК длиной $l_k = 100 \text{ мм}$ в цепи генератора ГИТ-А на участке его первой полуволны тока i_A падает импульсное электрическое напряжение отрицательной полярности с амплитудой, равной около 1,94 кВ. Данное напряжение составляет примерно 27,7 % от зарядного напряжения $U_{3A} = 7 \text{ кВ}$ мощного ЕНЭ генератора ГИТ-А.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Генератор тока искусственной молнии для натурных испытаний технических объектов // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 3. – С. 81-85.
2. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Высоковольтные силовоточные воздушные разрядники генератора тока искусственной молнии // Приборы и техника эксперимента. – 2008. – № 6. – С. 58-62.
3. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощная высоковольтная электрофизическая установка для имитации полного тока молнии и ее применение в области молниезащиты технических объектов // Электротехника и электромеханика. – 2008. – № 3. – С. 69-75.
4. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Кравченко В.И. и др. Мощный импульсный генератор тока молнии: разработка и примеры применения / Физика импульсных разрядов в конденсированных средах: Материалы Международной научной конференции (17-21 августа 2009 г.). – Николаев: КП "Миколаївська обласна друкарня", 2009. – С. 113-115.
5. SAE ARP 5412/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Идеализированные составляющие внешнего тока" (США), 1985. – С. 30-39.
6. SAE ARP 5416/ED-84. Нормативный документ "Рекомендуемая практика авиационно-космических работ. Условия воздействия молнии на летательные аппараты и соответствующие формы испытательных сигналов" (США), 1997. – 145 с.
7. КТР-BBФ/DO-160D/ED-14D. Квалификационные требования "Условия эксплуатации и окружающей среды для бортового авиационного оборудования. Требования, нормы и методы испытаний". Раздел 23.0. "Прямое воздействие молнии". – М.: Изд-во госстандартов Российской Федерации, 2004. – С. 258-273.
8. MIL-STD-464A. Военный стандарт США "Электромагнитные и экологические эффекты воздействия молнии. Требования интерфейса и критерии проверки систем", 2002. – С. 1-162.
9. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Лысенко В.О. и др. Экспериментальная оценка электрического сопротивления и электропроводности силовоточного плазменного канала в цепи разряда мощного генератора тока искусственной молнии // Электротехника и электромеханика. – 2011. – № 1. – С. 61-64.
10. Баранов М.И., Колиушко Г.М., Лысенко В.О. Экспериментальное определение активного сопротивления и электропроводности силовоточного плазменного канала в разрядной цепи генератора импульсной компоненты тока искусственной молнии // Электротехника и электромеханика. – 2011. – № 3. – С. 62-66.
11. Баранов М.И., Лысенко В.О. Приближенные модели электродинамического разрушения древесины в атмосферном воздухе под действием прямого удара в нее линейной молнии // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2009. – № 39. – С. 10-18.
12. Баранов М.И., Носенко М.А. Применение программы EWB для численного расчета электромагнитных процессов в разрядных цепях мощных емкостных накопителей энергии // Вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Техніка та електрофізика високих напруг. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2005. – № 49. – С. 71-84.
13. Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б. Теория искры. – М.: Атомиздат, 1975. – 272 с.
14. 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 с.
15. Гулий Г.А. Научные основы разрядно-импульсных технологий. – Киев: Наукова думка, 1990. – 208 с.

Bibliography (transliterated): 1. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Generator toka iskusstvennoj molnii dlya naturnyh ispytaniy tehniceskikh ob'ektov // Pribory i tehnika `eksperimenta. – 2008. – № 3. – S. 81-85. 2. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Vysokovol'tnye sil'notochnye vozdushnye razryadniki generatora toka iskusstvennoj molnii // Pribory i tehnika `eksperimenta. – 2008. – № 6. – S. 58-62. 3. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Moschnaya vysokovol'tnaya `elektrofizicheskaya ustanovka dlya imitacii polnogo toka molnii i ee primenenie v oblasti molniezaschity tehniceskikh ob'ektov // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2008. – № 3. – S. 69-75. 4. Baranov M.I., Koliushko G.M., Kravchenko V.I. i dr. Moschnyy impul'snyy generator toka molnii: razrabotka i primery primeneniya / Fizika impul'snyh razryadov v kondensirovannyh sredah: Materialy Mezhdunarodnoj nauchnoj konferencii (17-21 avgusta 2009 g.). – Nikolaev: KP "Mikolaivs'ka oblasna drukarnya", 2009. – S. 113-115. 5. SAE ARP 5412/ED-84. Normativnyy dokument "Rekomenduemaya praktika aviacionno-kosmicheskikh rabot. Idealizirovannye sostavlyayushchie vneshnego toka" (SShA), 1985. – S. 30-39. 6. SAE ARP 5416/ED-84. Normativnyy dokument "Rekomenduemaya praktika aviacionno-kosmicheskikh rabot. Usloviya vozdeystviya molnii na letatel'nye apparaty i sootvetstvuyushchie formy ispytatel'nyh signalov" (SShA), 1997. – 145 s. 7. KTR-VVF/DO-160D/ED-14D. Kvalifikacionnye trebovaniya "Usloviya `ekspluatatsii i okruzhayuschej sredy dlya bortovogo aviacionnogo oborudovaniya. Trebovaniya, normy i metody ispytaniy". Razdel 23.0. "Pryamoe vozdeystvie molnii". – M.: Izd-vo gosstandartov Rossijskoj Federacii, 2004. – S. 258-273. 8. MIL-STD-464A. Voennyj standart SShA "Elektromagnitnye i `ekologicheskie `effekty vozdeystviya molnii. Trebovaniya interfejsa i kriterii proverki sistem", 2002. – S. 1-162. 9. Baranov M.I., Koliushko G.M., Lysenko V.O. i dr. `Eksperimental'naya ocenka `elektricheskogo soprotivleniya i `elektroprovodnosti sil'notochnogo plazmennogo kanala v cepi razryada moschnogo generatora toka iskusstvennoj molnii // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2011. – № 1. – S. 61-64. 10. Baranov M.I., Koliushko G.M., Lysenko V.O. `Eksperimental'noe opredelenie aktivnogo soprotivleniya i `elektroprovodnosti sil'notochnogo plazmennogo kanala v razryadnoy cepi generatora impul'snoy komponenty toka iskusstvennoj molnii // Elektrotehnika i elektromekhanika. – 2011. – № 3. – S. 62-66. 11. Baranov M.I., Lysenko V.O. Priblizhennyye modeli `elektrodinamicheskogo razrusheniya drevesiny v atmosfernom vozduhe pod deystviem pryamogo udara v nee lineynoy molnii // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichnij vipusk: Tehnika ta elektrofizika visokih naprug. – Harkiv: NTU "HPI". – 2009. – № 39. – S. 10-18. 12. Baranov M.I., Nosenko M.A. Primenenie programmy EWB dlya chislennogo rascheta `elektromagnitnyh processov v razryadnyh cepyah moschnykh emkostnykh nakopitelej `energii // Visnik NTU "HPI". Zbirnik naukovih prac'. Tematichnij vipusk: Tehnika ta elektrofizika visokih naprug. – Harkiv: NTU "HPI". – 2005. – № 49. – S. 71-84. 13. Lozanskij E.D., Firsov O.B. Teoriya iskry. – M.: Atomizdat, 1975. – 272 s. 14. Baranov M.I. Izbrannyye voprosy `elektrofiziki: Monografiya v 2-h tomah. Tom 2, Kn. 1: Teoriya `elektrofizicheskikh `effektov i zadach. – Har'kov: Izd-vo NTU "HPI", 2009. – 384 s. 15. Gulyj G.A. Nauchnye osnovy razryadno-impul'snyh tehnologij. – Kiev: Naukova dumka, 1990. – 208 s.

Поступила 21.03.2011

Баранов Михаил Иванович, д.т.н., с.н.с.
 Колиушко Георгий Михайлович, к.т.н., с.н.с.
 Лысенко Виталия Олеговна
 НИПКИ "Молния"
 Национального технического университета
 "Харьковский политехнический институт".
 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47.
 тел. (057) 707-68-41, e-mail: eft@kpi.kharkov.ua

Baranov M.I., Koliushko G.M., Lysenko V.O.
Experimental estimation of the basic electric characteristics of the heavy-current plasma channel of an underwater spark discharge in the circuit of a high-voltage generator of artificial lightning current pulse component.
 Numerical values of ohmic resistance, specific conductivity and intensity of the longitudinal electric field are experimentally obtained for the heavy-current plasma channel of an underwater spark discharge in the circuit of a powerful generator with a capacitive storage applied for artificial lightning current pulse A-component formation with the magnitude under 200 kA.
Key words – heavy-current plasma channel, underwater spark discharge, electric parameters, artificial lightning current.

ЭКСПЕРИМЕНТЫ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОГО ПРИТЯЖЕНИЯ ТОНКОСТЕННЫХ МЕТАЛЛОВ ПРИ НИЗКИХ ЧАСТОТАХ ДЕЙСТВУЮЩИХ ПОЛЕЙ

В роботі приведено експериментальне підтвердження фізичного механізму силової дії імпульсних магнітних полів на тонкостінні листові заготовки з ферромагнітних і неферромагнітних провідників. Показано превалюючу дію сил притягання, обумовлених проявом магнітних властивостей тонкостінних металів при низьких робочих частотах в індукторних системах для магнітно-імпульсної обробки металів.

В работе дано экспериментальное обоснование физического механизма силового воздействия импульсных магнитных полей на тонкостенные листовые заготовки из ферромагнитных и неферромагнитных проводников. Показано превалирующее действие сил притяжения, обусловленных проявлением магнитных свойств тонкостенных металлов при низких рабочих частотах, в индукторных системах для магнитно-импульсной обработки металлов.

ВВЕДЕНИЕ

Анализ основных достижений и публикаций, постановка проблемы. Естественный эффект силового притяжения тонкостенных металлов низкочастотными магнитными полями был экспериментально обнаружен профессорами Ю.В. Батыгиным, В.И. Лавинским, Л.Т. Хименко в 2004 г. и впервые описан в авторских публикациях [1, 2].

Сущность обнаруженного явления состоит в следующем.

При частоте $\sim 2,2$ кГц силовое воздействие со стороны магнитного поля приводило к притяжению участка ровного стального образца толщиной $\sim 0,5$ -1 мм и образованию вмятины, соответственно поперечным размерам рабочей зоны индуктора-инструмента. При повышении рабочей частоты до $\sim 7,5$ кГц этот же участок стальной пластины испытывал отталкивание. Имело место образование выпуклости, то есть проявление известного магнитного давления на проводник.

Практическое использование обнаруженного эффекта представляет несомненный интерес для создания современных обрабатывающих технологий. На его базе можно будет создавать рабочие инструменты для выполнения производственных операций не только по устранению вмятин в повреждённых металлических покрытиях транспортных средств [3, 4], но и технологий комбинированного плана, осуществляющих магнитно-импульсную формовку изделий, как отталкиванием, так и притяжением заданных участков обрабатываемого объекта [5].

Достоверное объяснение физической природы обнаруженного эффекта может базироваться на выводах работ [6-8]. Вкратце перечислим их.

Как показали вычисления, проведенные для условий эксперимента по притяжению тонкостенных стальных образцов, при достаточно низких частотах магнитных полей:

- временная форма индуцированных токов стремится к производной тока индуктора [6];
- вследствие изменения временной формы индуцированных токов, интегральное действие сил Лоренца стремится к нулю, и проводник не испытывает магнитного давления, отталкивающего его от рабочей поверхности индуктора-инструмента [7];
- даже незначительное отличие относительной магнитной проницаемости металла обрабатываемого образца от единицы ($\mu_r \approx 5$ -10) есть причина появления довольно мощных сил притяжения, деформирующих тонкостенный листовый образец [8].

Примечание. Величина $\mu_r \approx 1,2$, для которой имеет место притяжение, указана также в [4].

Цель настоящей работы – экспериментальное подтверждение превалирующей действенности сил притяжения, обусловленных проявлением магнитных свойств тонкостенных металлов при низких рабочих частотах в индукторных системах для магнитно-импульсной обработки металлов.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОБОРУДОВАНИЕ И ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ОБРАЗЦЫ

Экспериментальное оборудование включало источник мощности – силовоточный генератор и индукторную систему, состоящую из одновиткового соленоида, подключаемого к электрическому выходу источника мощности через согласующее устройство – импульсный трансформатор тока цилиндрического типа.



Рис. 1. Экспериментальный магнитно-импульсный комплекс: 1 – источник мощности (силовоточный генератор), 2 – индукторная система-инструмент, 3 – экспериментальные образцы

Источник мощности:

- магнитно-импульсная установка МИУС-2, разработанная и созданная в лаборатории электромагнитных технологий Харьковского национального автомобильно-дорожного университета;
- запасаемая энергия ~ 2 кДж;
- ёмкость накопителя – $C = 1200$ мкФ;
- собственная частота – $f_0 \approx 7$ кГц;
- собственная индуктивность – $L \approx 430$ нГн;
- напряжение ёмкостного накопителя допускало регулировку в диапазоне ~ 100 -2000 В;
- частота следования генерируемых импульсов тока в режиме их многократного повторения $\sim 3,5$ Гц;

- режим многократного повторения обеспечивается электронным блоком управления, синхронизирующим процессы заряд – разряд;
- тип коммутаторов – тиристорные выключатели;
- габаритные размеры установки – 860×600×400 мм;
- напряжение питающей сети ~220 В.

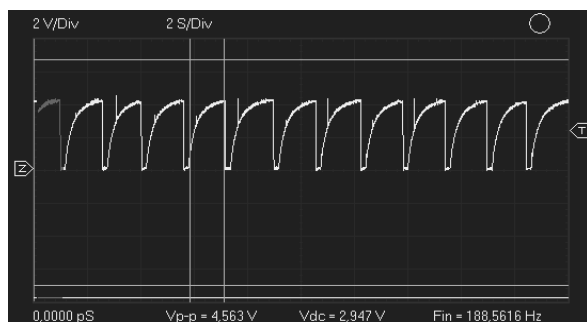


Рис. 2. Осциллограмма зарядного напряжения емкостного накопителя

Одновитковый индуктор-соленоид подключался к электрическому выходу МИУС-2 через согласующее устройство – импульсный трансформатор тока цилиндрического типа с коэффициентом трансформации на рабочих частотах ~2 кГц не более ~5.

Экспериментальные образцы – объекты исследования:

- плоская пластина из ферромагнитной стали кузовной обшивки автомобиля модели "Субару" толщиной ~0,8 мм (Япония);
- плоская пластина из ферромагнитной стали кузовной обшивки автомобиля модели "Ситроен" толщиной ~1 мм (Европа);
- плоская пластина из неферромагнитной нержавеющей стали толщиной ~0,8 мм.

Примечание. Наличие магнитных свойств у металла каждого из экспериментальных образцов устанавливалось их реакцией при внесении в поле постоянного пробного магнита.

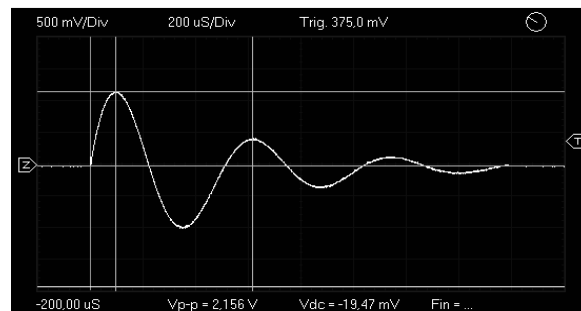
РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Настоящие эксперименты по созданию вмятин притяжением участков на поверхности листовых образцов (область внутреннего отверстия индуктора!) проводились в режиме многократного повторения импульсов силового воздействия:

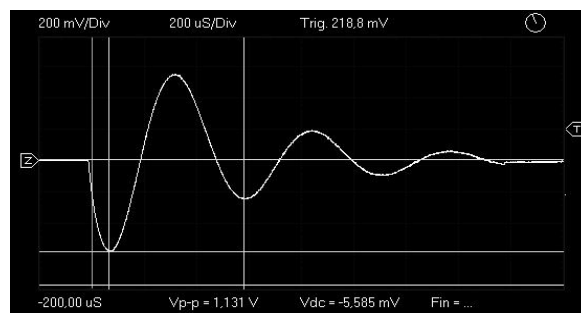
- Частота следования ~ 3,5 Гц;
- Количество повторений ~ 50;
- Рабочая частота тока в импульсе ~1,9 кГц;
- Напряжение на ёмкостном накопителе ~ 800 В;
- Амплитуда тока в первичной цепи согласующего устройства ~8000 А;
- Амплитуда тока во вторичной цепи согласующего устройства (то есть, собственно в индукторе) ~38 кА.

Напомним, что в экспериментах, где впервые был обнаружен эффект притяжения, в качестве источника мощности использовалась магнитно-импульсная установка МИУ-10 НГУ "ХПИ", к электрическому выходу которой также через согласующее устройство (дискового типа) подключался одновитковый индуктор. Притяжением на поверхности ровных листовых образцов из стали толщиной до ~1 мм были получены вмятины по размеру внутреннего окна индуктора. Эффект имел место при рабочей частоте токового импульса ~2,2 кГц, напряжении емкостного накопителя ~4600 В, значении запасённой энергии ~10 кДж [1, 2].

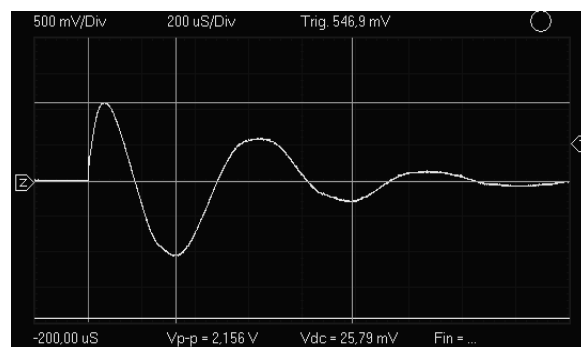
Как видно из сравнения данных по условиям проведения экспериментов, рабочие частоты токовых импульсов практически идентичны. Отличие состоит лишь в значениях напряжения и запасённой энергии, соответственно, ~1800 В и ~4600 В, ~2 кДж и ~10 кДж. Переход к более низким показателям процесса стал возможным за счёт более эффективной конструкции согласующего устройства и работы в режиме многократного повторения импульсов силового воздействия. Осциллограммы токовых импульсов представлены на рис. 3.



а



б



в

Рис. 3. Осциллограммы токовых импульсов: а) первичная обмотка согласующего устройства; б) вторичная обмотка согласующего устройства – собственно индуктор; в) в металле экспериментального листового образца

Следует отметить характерное изменение формы индуцированных токов в начальной фазе процесса как во вторичной обмотке согласующего устройства, так и в металле экспериментального образца. Как было показано ранее в цитированных работах [6-8], данное изменение обусловлено низкочастотным характером действующих магнитных полей. Экспериментальные образцы, приведенные на рис. 4, были получены после 50-кратного силового воздействия.

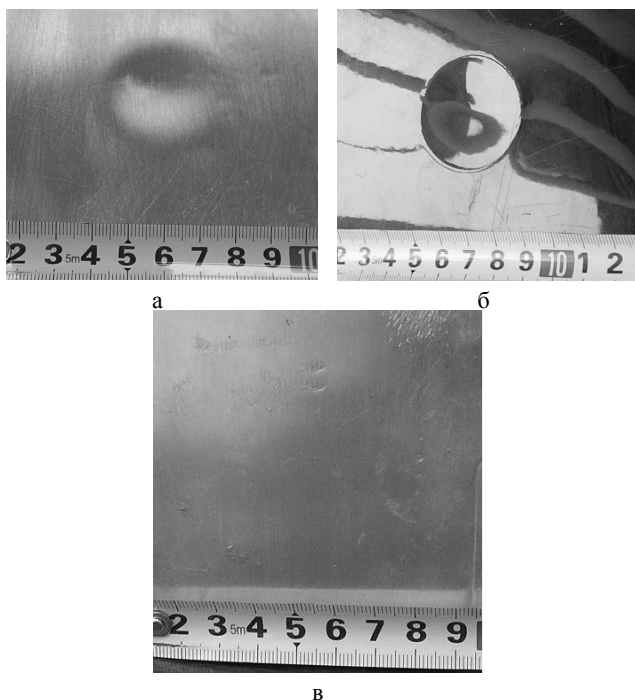


Рис. 4. Экспериментальные листовые образцы, а) сталь кузова автомобиля модели "Субару", толщина ~0,8 мм; б) сталь кузова автомобиля модели "Ситроен", толщина ~1 мм; в) нержавеющая сталь, толщина ~0,8 мм

Глубина вмятин, полученных магнитно-импульсным притяжением, составляет ~1,2-1,5 мм. Поперечные размеры соответствуют диаметру внутреннего окна индуктора ~40 мм. Различия в глубине вмятин, несмотря на идентичность экспериментов, объясняются, вероятно, различием в механических характеристиках сталей разных производителей.

В образце из нержавеющей стали, не обладающей магнитными свойствами, отсутствуют какие-либо следы силового воздействия со стороны магнитного поля. Нет ни притяжения, ни отталкивания. Последнее соответствует магнитному давлению, лежащему в основе большинства известных технологий с помощью магнитно-импульсной обработки металлов.

ВЫВОДЫ

1. Экспериментально обоснована возможность повышения эффективности магнитно-импульсной обработки металлов в режиме серийного повторения силового воздействия.

2. Экспериментально подтверждена превалирующая действенность сил притяжения, обусловленных проявлением магнитных свойств тонкостенных металлов при низких рабочих частотах, немагнитные металлы не испытывают никакого силового воздействия.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Yu.V. Batygin, V.I. Lavinsky, L.T. Khimenko. Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting magnetic Field. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. P.157-160.
2. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т. Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов // Электротехника і електромеханіка. – 2004. – № 2 – С. 80-84.
3. Батигін Ю.В., Лавінський В.І., Хименко Л.Т. Спосіб магнітно-імпульсної обробки тонкостінних металевих заготовок. Патент України №775676. 15.05.2006. Бюл. №5.

4. R.Meichtry, I.Kouba. Dent removing method and device. Patent US 2008/0163661A1, Jul.10, 2008.
5. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Магнитно-импульсное притяжение листовых металлов – перспективное направление в развитии электромагнитной штамповки // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск. Київ, 2010. – Ч.1, С. 175-180.
6. Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Бондаренко А.Ю. Вихревые токи в тонких металлических листах при магнитно-импульсной обработке металлов. // Электричество. – 2009. – № 9. – С. 61-65.
7. Батыгин Ю.В., Бондаренко А.Ю. Силы, действующие на тонкостенный проводник, в проникающем поле плоского одновиткового соленоида // Технічна електродинаміка. Київ, 2010. – № 1. – С. 9-14.
8. Туренко А.Н., Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Теория и эксперимент магнитно-импульсного притяжения тонкостенных металлов. Харьков: Изд. ХНАДУ, 2009. – 245 с.

Bibliography (transliterated): 1. Yu.V. Batygin, V.I. Lavinsky, L.T. Khimenko. Direction Change of the Force Action upon Conductor under Frequency Variation of the Acting magnetic Field. Proceedings of the 1-st International Conference on High Speed Metal Forming. March 31/April 1, 2004. Dortmund, Germany. P.157-160. 2. Batygin Yu.V., Lavinskij V.I., Himenko L.T. Fizicheskie osnovy vozmozhnyh napravlenij razvitiya magnitno-impul'snoj obrabotki tonkostennyh metallov // Elektrotehnika i elektromekhanika. - 2004. - № 2 - S. 80-84. 3. Batigin Yu.V., Lavinskij V.I., Himenko L.T. Sposib magnitno-impul'snoi obrobki tonkostennih metalovih zagotovok. Patent Ukraini №775676. 15.05.2006. Byul. №5. 4. R.Meichtry, I.Kouba. Dent removing method and device. Patent US 2008/0163661A1, Jul.10, 2008. 5. Batygin Yu.V., Gnatov A.V. Magnitno-impul'snoe prityazhenie listovyh metallov - perspektivnoe napravlenie v razvitii elektromagnitnoj shtampovki // Tehnichna elektrodinamika. Tematichnij випуск. Київ, 2010. - Ч.1, S. 175-180. 6. Batygin Yu.V., Lavinskij V.I., Bondarenko A.Yu. Vihrevye toki v tonkih metallicheskih listah pri magnitno-impul'snoj obrabotke metallov. // Elektrichestvo. - 2009. - № 9. - S. 61-65. 7. Batygin Yu.V., Bondarenko A.Yu. Sily, dejstvuyushchie na tonkostennyj provodnik, v pronikayuschem pole ploskogo odnovitkovogo solenoida // Tehnichna elektrodinamika. Київ, 2010. - № 1. - S. 9-14. 8. Turenko A.N., Batygin Yu.V., Gnatov A.V. Teoriya i eksperiment magnitno-impul'snogo prityazheniya tonkostennyh metallov. Har'kov: Izd. HNADU, 2009. - 245 s.

Поступила 20.04.2011

Батыгин Юрий Викторович, д.т.н., проф.
Ерёмина Елена Федоровна, к.т.н., доц.
Щиголева Светлана Александровна
Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет
кафедра физики
61002, Харьков, ул. Петровского, 25
тел. (057) 700-368-53, e-mail: batygin48@mail.ru

Гнатов Андрей Викторович, к.т.н., с.н.с.
Харьковский национальный
автомобильно-дорожный университет
кафедра "Автомобильная электроника"
61002, Харьков, ул. Петровского, 25
тел. (057) 700-38-52, e-mail: kalifus@yandex.ru

Batygin Yu.V., Gnatov A.V., Schigoleva S.A., Yeryomina E.F.
Magnetic pulse thin-wall metal attraction experiments at low frequencies of active fields.

The article presents experimental justification of the physical mechanism of pulse magnetic field force action on thin-wall sheet ferromagnetic and non-ferromagnetic conducting plates. Prevailing action of attracting forces caused by magnetic properties of thin-wall metals at low working frequencies in inductor systems for electrical magnetic metal forming is shown. **Key words – physical impact, pulse magnetic field action, thin-wall metal, attracting force domination, low working frequencies.**

БИНАРИЗАЦИЯ И ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ 2D-ОТОБРАЖЕНИЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ОБЪЕКТОВ

У статті описані координатний формат подання елементів і ідентифікаторів бінарних зображень параметричних полів для систем моніторингу електроенергетичних об'єктів, а також детерміністський метод визначення топологічних зв'язків між елементами бінарних зображень. Наведено результати верифікації процедур бінаризації даних і ідентифікації об'єктів тестових бінарних зображень.

В статье описаны координатный формат представления элементов и идентификаторов бинарных изображений параметрических полей для систем мониторинга электроэнергетических объектов, а также детерминистский метод определения топологических связей между элементами бинарных изображений. Приведены результаты верификации процедур бинаризации данных и идентификации объектов тестовых бинарных изображений.

ВВЕДЕНИЕ

Термином "диагностика электроэнергетического оборудования" принято обозначать совокупность методов и средств исследования электрических машин для преобразования энергии с целью выявления скрытых признаков возникновения неисправностей и прогнозирования их дальнейшего развития [1]. Важной частью этой совокупности являются технические средства, функционирование которых основано на регистрации электрических и неэлектрических величин, обработке информации, отражающей явления, сопровождающие преобразование одного вида энергии в другой.

Существуют концепции диагностики и мониторинга электроэнергетического оборудования, которые построены на одновременной регистрации нескольких характеристик наблюдаемого процесса, имеющих различную физическую природу. В числе их используются также и характеристики магнитных полей электрических машин различного назначения. Оценки истинной скорости вращения вала [2], механических моментов в электрических машинах, возникающих в результате взаимодействия полей, потери в обмотках, скольжение и другие параметры, характеризующие текущее состояние таких объектов, можно выделить путем измерения индукции магнитного поля в рабочих зазорах машин или вне этих областей.

Методы обработки измерительной информации, как правило, сводятся к спектральному анализу временных данных [3, 4] и применению алгоритмов классификации выделенных из спектров отдельных составляющих или их групп, удовлетворяющих некоторому набору априорных сведений [5].

Можно предположить, что характеристика магнитного или какого-либо иного поля, каждой точке которого соответствует значение некоторого параметра, не является единственным и наиболее емким показателем, несущим информацию о неполадках. Более детальную информацию извлекают при измерениях в различных точках рабочих зазоров, на корпусе или в ближней окрестности электрической машины.

Исследование топографии наблюдаемых параметрических полей в ряде случаев может обеспечить также и пространственную локализацию источника информации о неисправности. Данные, полученные считыванием измерительной информации с некоторой

поверхности, могут быть условно преобразованы в двумерный вид. Обработка таких данных может выполняться как в частотной и временной областях, так и пространственной области. Здесь весьма уместным является применение методов распознавания зрительных образов [6], являющихся тонким и чувствительным средством выявления скрытых закономерностей или их нарушений.

Значения параметра в точках поля могут быть получены методом сканирования заданной области или считывания выходных сигналов некоторого множества измерительных первичных преобразователей и отображают исследуемое поле в малострочном или малоэлементном растре.

Очевидно, что ограниченное количество первичных преобразователей, используемых для получения отображения параметрических полей, может привести к потере деталей пространственного распределения, например, индукции магнитного поля. Полученные таким образом данные требуют предварительной обработки с целью выявления скрытой информации и снижения ее избыточности, прежде чем они будут использованы для анализа динамичных сцен и распознавания образов.

Ранее нами были предложены методы переборки результатов 2D-мониторинга магнитных полей, представлен метод двумерной интерполяции на регулярной сетке с применением алгоритма одномерной кубической сплайн-интерполяции, разработан новый алгоритм квантования данных и отображения изолиний параметрических полей с помощью обратной кубической сплайн-интерполяции [7].

Цель настоящей работы заключается в исследовании и разработке методов, алгоритмов и программного обеспечения для идентификации малоэлементных отображений и их динамической визуализации синтезированными плоскими или квазиобъемными изображениями.

БИНАРНЫЕ ИЗОБРАЖЕНИЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКИХ ПОЛЕЙ

Изолинии поля по существу представляют собой набор бинарных изображений, где единичные значения принимают точки поля, равные значениям предопределенных уровней формирования этих линий. Для подго-

товки к автоматическому восприятию образов наблюдаемого поля изменим правило формирования бинарных изображений – установим единичными значения для всех точек поля, в которых параметр превышает установленный порог. Меньшие уровни отнесем к фону, которому придадим нулевое значение. Набор бинарных данных, полученных для различных фиксированных порогов формирования, представляет исходное изображение с требуемой точностью.

Можно и дальше модифицировать эти правила, устанавливая, например, единичные значения бинарного изображения для данных, значения которых находятся в пределах двух порогов построения изолиний. Для хранения бинарных изображений обычно используется формат битового поля (рис. 1).

0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	1	1	1	0	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
1	1	1	0	0	0	0	1	0	0
1	0	0	0	0	0	1	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	1	0	0
0	1	1	1	1	1	1	0	0	0
0	0	0	1	1	1	0	0	0	0
0	0	0	0	1	0	0	0	0	0

Рис. 1

В малострочных или малоэлементных растрах более подходящим может быть фиксирование координат точек изолиний, т.е. точек перехода измеряемой величины через заданный уровень квантования.

Разделителем данных отдельных строк развертки может служить запись в последовательность фиксированного значения абсциссы концов строк раstra, как это показано на рис. 2.

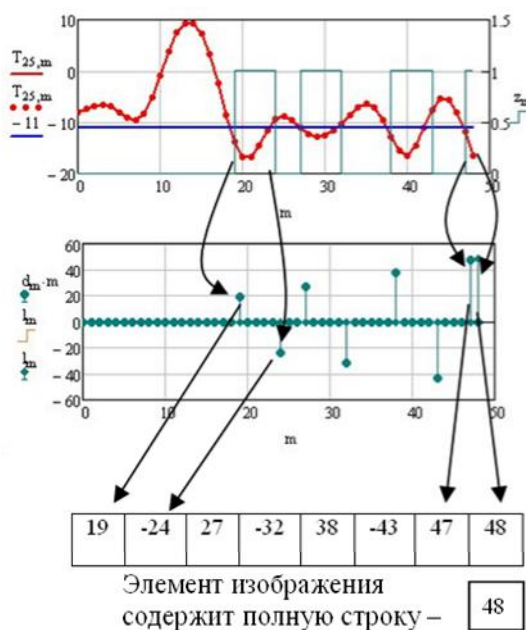


Рис. 2

Координатный формат двумерных данных о параметрах исследуемого поля позволит минимальными средствами отражать и направление изменения состояния бинарного изображения, если координату перехода бинарного сигнала от единичного значения к нулевому представлять отрицательной величиной (рис. 2). Особыми случаями в предлагаемом формате является расположение элементов изображений объектов в начале и/или конце строки раstra.

Признаком включения конца строки в элемент изображения является разделитель строк со значением, равным абсциссе концов строк (48 на рис. 2). Первое отрицательное значение координаты в данных строки свидетельствует о наличии элемента изображения, расположенного в начале строки (-6 на рис. 3).

Отсутствие элемента, включающего конец строки, обозначается значением разделителя большим, чем абсцисса строк раstra (112 на рис. 3). Разделители автоматически задаются записью инверсии бинарного сигнала $\bar{z}_m$ в следующий за старшим из значимых бит разделителя. Т.е. если разделитель с элементом изображения на рис. 2 определяется десятичным числом 48, записываемым в двоичном виде как 110000, то разделитель строк в примере на рис. 3 в двоичном виде запишется как 1110000, что соответствует десятичному значению 112.

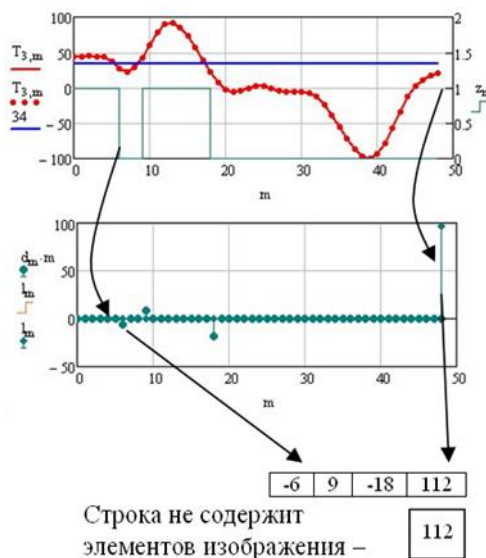


Рис. 3

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ОБЪЕКТОВ БИНАРНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

Определим объекты наблюдаемого поля, как его участки, обладающие неразрывностью или непрерывностью – сплошностью, относительно какого-либо порогового значения параметра этого поля. Очевидно, что для бинарного изображения сплошность в растре определяется соседством единичных значений битового поля. Рассмотрим как это свойство будет проявляться в координатном формате представления данных и способы его выявления для идентификации изображений плоских объектов.

Распознаванием образов называются задачи построения и применения формальных операций над отображениями объектов реального или идеального мира.

Результатом решения задачи является выявление отношений эквивалентности между объектами посредством их объединения в заданные исследователем классы [8].

По способу представления знаний о предметной области с помощью какого-либо формального алгоритма распознавания образов Д.А.Поспелов [9] выделяет два основных способа представления знаний:

- интенциональное представление – в виде схемы связей между атрибутами объектов, которое реализуется через операции над значениями признаков объекта.
- экстенциональное представление – с помощью конкретных фактов. Здесь операндами являются объекты как целостные системы.

Интенциональные представления реализуются посредством операций над значениями атрибутов – признаков объекта – и не предполагают выполнения операций над конкретными информационными фактами (объектами).

В свою очередь, экстенциональные представления знаний связаны с описанием и фиксацией конкретных объектов из предметной области и реализуются в операциях, элементами которых служат объекты как целостные системы.

Предлагаемое решение задачи идентификации объектов (рис. 5) относится к области интенциональных представлений (рис. 4), поскольку связано с операциями над значениями координат элементов, составляющих объекты бинарного изображения, основано на предположении о сплошности объектов и согласуется с детерминистскими методами распознавания изображений [10], в соответствии с которыми строится обучающая совокупность. Решающие правила используют аппарат алгебры логики, и обеспечивают классификацию элементов изображения по неизвестному априорно числу классов.

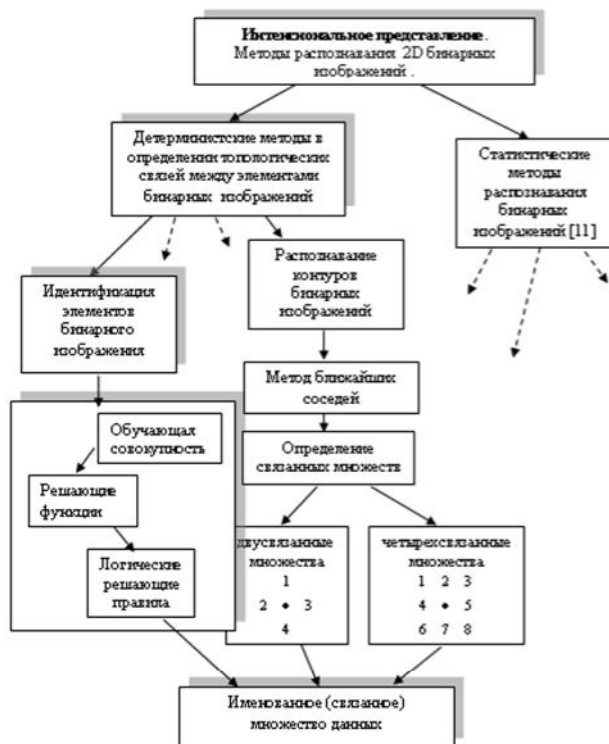


Рис. 4

В отличие от других способов идентификации объектов с поиском связанности по точкам контура [11], предлагаемый метод решения задачи определяет связанность элементов изображения.

В качестве системы идентификаторов используется последовательность целых чисел, в соответствие которым поставлена индексированная палитра, близкая стандартной цветовой палитре системы RGB [12]. В статье цветовая палитра заменена черно-белыми штриховками (табл. 1), а для пояснений одновременно может использоваться и символическое индексирование элементов объектов буквами латинского алфавита.

Информация о принадлежности элемента данных к какому-либо классу в координатном формате записывается в соответствующий элемент массива идентификаторов. Примеры индексирования элементов данных и их "цветовое" представление (рис. 6) показаны для различных положений элемента изображения в строке растра.

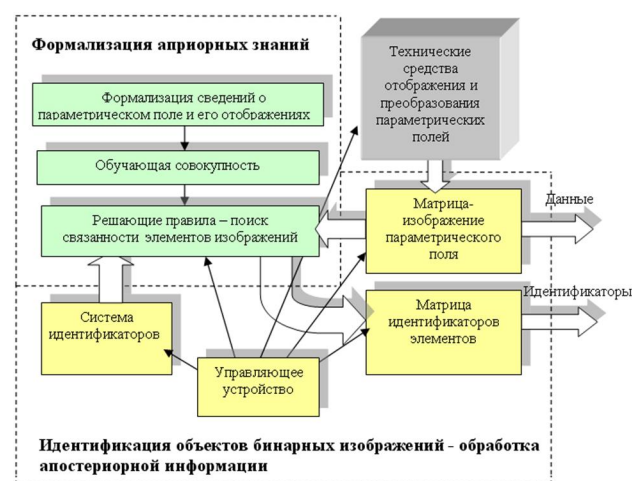


Рис. 5

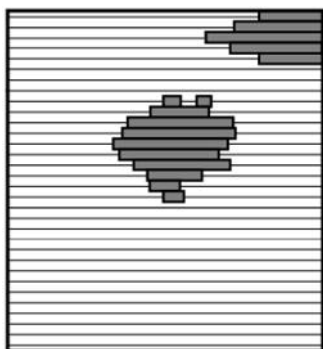
Таблица 1

Индексированная палитра «цветовых»			
Индекс	Идентиф.	Индекс	Идентиф.
00		09	
01		10	
02		11	
03		12	
04		13	
		14	
		15	
07			
08			

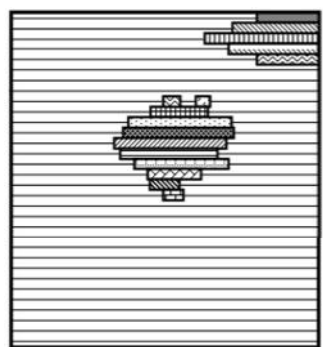
Визуализация неименованных данных параметрического поля с нулевым индексом представлена на рис. 7,а. Сквозное именование этих данных последовательностью идентификаторов (рис. 7,б) также свидетельствует об отсутствии установленной связанности элементов изображения.

Данные	19	-24	27	-32	38	-43	47	48	-6	9	-18	112
Идентификаторы	1	1	2	2	3	3	4	0	5	9	9	0

Рис. 6



а



б

Рис. 7

Обучающая совокупность системы автоматической идентификации объектов бинарных изображений основана на детерминистском предположении об их сплошности по обоим направлениям развертки растрового изображения, из которого следует необходимость последовательной идентификации элементов пары соседних строк раstra.

Эта совокупность учитывает три возможных положения отдельного элемента каждой из пары идентифицируемых строк (рис. 8).

Особым случаем является строка, полностью представляющая собой элемент изображения некоторого объекта. Поскольку элементы объектов первой строки в паре анализируемых строк именованы, то в обучающей совокупности отдельно представлены одинаковые комбинации элементов пары строк (рис. 8,а и рис. 8,б), отличающиеся лишь порядком следования.

Из обучающей совокупности легко формулируются логические решающие правила, определяющие принадлежность двух элементов пары соседних строк одному классу объектов бинарного изображения в случае неименованного элемента второй строки (рис. 9).

В случае именованного элемента второй строки, арбитр конфликта (рис. 10,а) замещает идентификатор с большим номером значением меньшего и выполняет переименование также и всех предыдущих элементов с номерами идентификаторов, равных или больших переименованному в конфликте. Такая процедура может неоднократно выполняться даже в пределах одной и той же пары строк (рис. 10,б).

Test # 17. Обучающая совокупность
Line1:"left"; Line2:"left","middle","right"



Test # 18. Обучающая совокупность
Line1:"middle"; Line2:"left","middle","right"



Test # 19. Обучающая совокупность
Line1:"right"; Line2:"left","middle","right".



Test # 23. Обучающая совокупность
Line1:"full"; Line2:"left","middle","right".



а

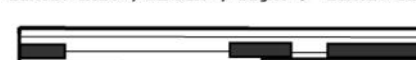
Test # 20. Обучающая совокупность
Line1:"left","middle","right"; Line2:"left"



Test # 21. Обучающая совокупность
Line1:"left","middle","right"; Line2:"middle"



Test # 22. Обучающая совокупность
Line1:"left","middle","right"; Line2:"right"



Test # 24. Обучающая совокупность
Line1:"left","middle","right"; Line2:"full"



б

Рис. 8

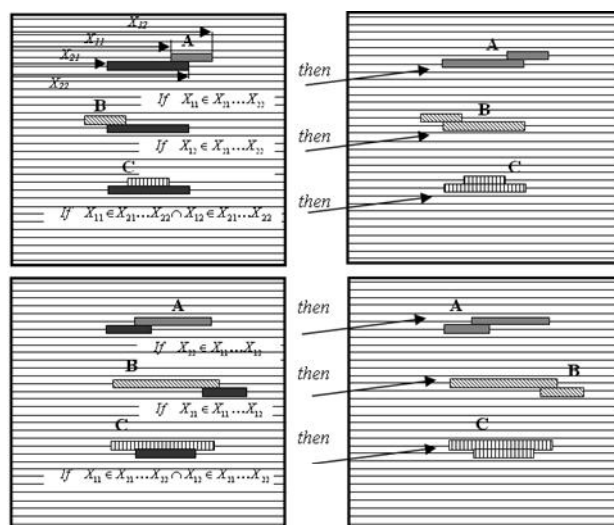
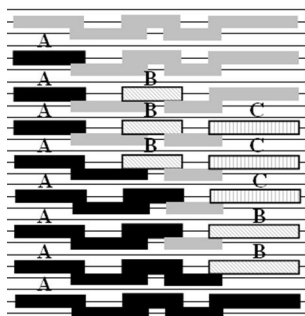


Рис. 9



а



б

Рис. 10

ВЕРИФИКАЦИЯ ПРОЦЕДУР БИНАРИЗАЦИИ ДАННЫХ И АЛГОРИТМОВ ИДЕНТИФИКАЦИИ ОБЪЕКТОВ

Представленные процедуры и алгоритмы были положены в основу программной реализации задачи автоматической идентификации объектов бинарных изображений в виде приложения операционной системы Windows. Программа обеспечивает визуализацию и пошаговое протоколирование процедур распознавания образов путем сохранения последовательности файлов изображений, которые в дальнейшем используются в анимациях для исследования логики и динамики моделируемых процессов.

Тестирование реализованных в программе алгоритмов осуществлялось с помощью синтезированных изображений, представляющих собой текстовые файлы.

В табл. 2 приведен фрагмент тестового задания для длины строки раstra, равного 1023 (111111111b). Здесь разделитель для строк, не содержащих элемент изображения, равен 2047 (111111111b); эти разделители используются для представления первых пяти строк, не содержащих элементов изображения.

Сводным тестом проверялось выполнение функций именования и переименования объектов изображений по примерам из обучающей совокупности (рис. 11).

Test # 8

Идентификация элементов первой строки

2047	-100	1023
2047	500	-150
2047	-600	800
2047	2047	1023
2047	-125	-100
50	2047	850
-300	-150	1023
400	2047	
-750	-200	
1111	900	

Test # 13

Идентификация исходных данных

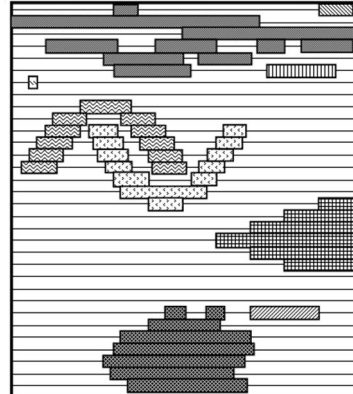


Рис. 11

Пошаговый анализ показывает эффективное последовательное выполнения описанных процедур и достижение цели – идентификации элементов изображения по их принадлежности к объектам, составляющим набор классов для данной сцены.

Другой пример тестирования включает несколько объектов, два из которых содержат семантически разные неоднозначности – подобие спирали Архимеда и вложенные фигуры (рис. 12).

Test # 14

Идентификация спирали и колец

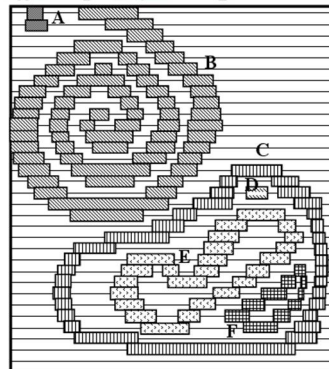


Рис. 12

Программа уверенно идентифицирует их как различные объекты. Эти результаты идентификации бинарных объектов в дальнейшем могут быть использованы, для экстенсивного распознавания и классификации их, например, как спирали, замкнутых и разомкнутых объектов, выделения контуров объектов, определения их геометрических характеристик, удаления из текущей сцены и т.д., т.е. для выработки диагностического решения о состоянии объекта наблюдения.

Сопоставляя процедуры идентификации объектов распознаванием контуров бинарных изображений и описанным решением задачи, отметим, что в последнем случае элементы растра обрабатываются в порядке расположения по строкам растра, несмотря на их принадлежность различным объектам. Такой метод устраняет необходимость поиска элементов неидентифицированных объектов для завершения идентификации растрового изображения.

ВЫВОДЫ

Разработан координатный формат представления малострочных и малоэлементных данных 2D-мониторинга параметрических полей электроэнергетических объектов.

Предложено решение задачи идентификации объектов путем выполнения операций над значениями координат элементов, составляющих объекты бинарного изображения. На основе предположения о сплошности объектов и детерминистских методов распознавания изображений составлены обучающая совокупность и логические решающие правила, которые обеспечивают классификацию элементов изображения по неизвестному априорно числу классов.

Результаты исследований реализованы в компьютерной программе идентификации объектов и визуализации изображений, подтверждены экспериментально с помощью разработанных тестов и предназначены для использования в программном обеспечении разрабатываемых диагностических и экспертных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. H.W. Penrose "Electric Motor Diagnostics" / MARTS – 2004. Proceedings, May. – 2004.
2. Pat. 6208132 U.S., Int.Cl. G01P3/487; G01P3/42; (IPC1-7): G01P3/48; G01P3/54. Non-intrusive speed sensing for induction motors / Inventors: Kliman G. B., Mallick J.A. Assignee: General Electric Company, – Appl. No 09/184687, Filed: 11/02/1998; Publication Date: 03/27/2001.
3. Pat. 5680025 U.S., Int.Cl.7 G01R31/34; G01R31/34; (IPC1-7): H02P5/28. Proactive motor monitoring for avoiding premature failures and for fault recognition / Inventors: Stewart B.V., Piety K. R., Davis W., Assignee: CSI Technology, Inc., – Appl. No 08/320152, Filed: 10/07/1994; Publication Date: 10/21/1997.
4. Pat. 5739698 U.S., Int.Cl.7 G01R23/20; G01R31/34; G01R13/02; G01R23/20; G01R31/34; G01R13/00; (IPC1-7): G01R31/02. Machine fault detection using slot pass frequency flux measurements / Inventors: Stewart B.V., Piety K. R., Assignee: CSI Technology, Inc., – Appl. No 08/667141, Filed: 06/20/1996; Publication Date: 04/14/1998.
5. Pat. 5530343 U.S., Int.Cl.7 G01P3/48; G01P3/42; (IPC1-7): G01P3/42; G01P3/48; G01P3/54. Induction Motor Speed Determination by Flux Spectral Analysis / Inventors: Bowers III V, S., Piety K.R., Assignee: Computational Systems, Inc., – Appl. No 08/320151, Filed: 10/07/1994; Publication Date: 06/25/1996.
6. Дэвид А. Форсайт, Джин Понс. Компьютерное зрение. Современный подход. – М.: "Вильямс", 2004. – 928 с.
7. Мазманян Р.О. Обработка данных 2D-мониторинга магнитных потоков в системах диагностики электрических машин. // Техн. электродинамика. – 2010. – № 4. – С. 59-65.
8. Васильев В.И. Проблема обучения распознаванию образов: Принципы, алгоритмы, реализация. – К.: "Вища школа", 1989. – 63 с.
9. Толковый словарь по искусственному интеллекту / Авторы-составители А.Н. Аверкин, М.Г. Гаазе-Рапопорт, Д.А. Поспелов. М.: Радио и связь, 1992. – 256 с.
10. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. Пер. с англ. – М.: Мир, 1978. – 414 с.

11. Калмыков В.Г., Вишневецкий В.В. Анализ контуров объектов в бинарных изображениях. // Математические машины и системы. – 1997. – № 2. – С. 68-71.
12. Color Palette and the 56 Excel ColorIndex Colors: [Электронный ресурс]. Режим доступа <http://dmccritchie.mvps.org>.
13. Фурман Я.А., Юрьев А.Н., Яншин В.В. Цифровые методы обработки и распознавания бинарных изображений. Красноярск: изд. Красноярского ун-та, 1992. – 248 с.
14. Benbouzid M.E.H. A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection / Benbouzid M.E.H. // IEEE Trans. on Ind. Electronics. – 2000. – Vol. 47. – No 5. – pp. 984-993.

Bibliography (transliterated): 1. H.W. Penrose "Electric Motor Diagnostics" / MARTS -2004. Proceedings, May. - 2004. 2. Pat. 6208132 U.S., Int.Cl. G01P3/487; G01P3/42; (IPC1-7): G01P3/48; G01P3/54. Non-intrusive speed sensing for induction motors / Inventors: Kliman G. B., Mallick J.A. Assignee: General Electric Company, - Appl. No 09/184687, Filed: 11/02/1998; Publication Date: 03/27/2001. 3. Pat. 5680025 U.S., Int.Cl.7 G01R31/34; G01R31/34; (IPC1-7): H02P5/28. Proactive motor monitoring for avoiding premature failures and for fault recognition / Inventors: Stewart B.V., Piety K. R., Davis W., Assignee: CSI Technology, Inc., - Appl. No 08/320152, Filed: 10/07/1994; Publication Date: 10/21/1997. 4. Pat. 5739698 U.S., Int.Cl.7 G01R23/20; G01R31/34; G01R13/02; G01R23/20; G01R31/34; G01R13/00; (IPC1-7): G01R31/02. Machine fault detection using slot pass frequency flux measurements / Inventors: Stewart B.V., Piety K. R., Assignee: CSI Technology, Inc., - Appl. No 08/667141, Filed: 06/20/1996; Publication Date: 04/14/1998. 5. Pat. 5530343 U.S., Int.Cl.7 G01P3/48; G01P3/42; (IPC1-7): G01P3/42; G01P3/48; G01P3/54. Induction Motor Speed Determination by Flux Spectral Analysis / Inventors: Bowers III V, S., Piety K.R., Assignee: Computational Systems, Inc., - Appl. No 08/320151, Filed: 10/07/1994; Publication Date: 06/25/1996. 6. D'evид A. Forsajt, Dzhin Pons. Komp'yuternoe zrenie. Sovremennyy podhod. - M.: "Vil'yams", 2004. - 928 s. 7. Mazmanyan R.O. Obrabotka dannyh 2D-monitoringa magnitnyh potokov v sistemah diagnostiki 'elektricheskikh mashin. // Tehn. elektrodinamika. - 2010. - № 4. - S. 59-65. 8. Vasil'ev V.I. Problema obucheniya raspoznavaniyu obrazov: Principy, algoritmy, realizatsiya. - K.: "Vischa shkola", 1989. - 63 s. 9. Tolkovyy slovar' po iskusstvennomu intellektu / Avtory-sostaviteli A.N. Avershin, M.G. Gaaze-Rapoport, D.A. Pospelov. M.: Radio i svyaz', 1992. - 256 s. 10. Tu Dzh., Gonsales R. Principy raspoznavaniya obrazov. Per. s angl. - M.: Mir, 1978. - 414 s. 11. Kalmykov V.G., Vishnevskiy V.V. Analiz konturov ob'ektov v binarnykh izobrazheniyah. // Matematicheskie mashiny i sistemy. - 1997. - № 2. - S. 68-71. 12. Color Palette and the 56 Excel ColorIndex Colors: [Elektronniy resurs]. Rezhim dostupu <http://dmccritchie.mvps.org>. 13. Furman Ya.A., Yur'ev A.N., Yanshin V.V. Cifrovye metody obrabotki i raspoznavaniya binarnykh izobrazhenij. Krasnoyarsk: izd. Krasnoyarskogo un-ta, 1992. - 248 s. 14. Benbouzid M.E.H. A Review of Induction Motors Signature Analysis as a Medium for Faults Detection / Benbouzid M.E.H. // IEEE Trans. on Ind. Electronics. - 2000. - Vol. 47. - No 5. - pp. 984-993.

Поступила 02.09.2011

Мазманян Рубен Оганесович, к.т.н., с.н.с.
Институт электродинамики
Национальной академии наук Украины
отдел электрических и магнитных измерений
03680, Київ, пр. Перемоги, 56
тел. (044) 454 26 94. e-mail: mazmanian@ied.org.ua

Mazmanian R.O.

Power equipment parametric fields 2D-images binarization and objects identification.

This article describes parametric fields images binarization and a record coordinate format for storage elements and identifiers of binary images in power equipment condition monitoring systems. A deterministic method of topologic coupling detection between elements of binary images is given, samples of image binarization and results of test images objects identification presented.

Key words – condition monitoring, power equipment, parametric field, binary image, image coupling detection.