

**EIE Електротехніка і Електроомеханіка**

ISBN 966-593-254-3  
ISBN 966-593-255-1



---

***Електротехніка і Електроомеханіка***

***Электротехника и Электромеханика***

***Electrical engineering & Electromechanics***

---

**2004'2**



**Електротехніка і Електромеханіка**  
**Электротехника и Электромеханика**  
**Electrical engineering & Electromechanics**

**EIE** Щоквартальний науково-практичний журнал **2004'2**

**Держвидання**

Свідоцтво Державного комітету інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України  
КВ № 6115 від 30.04.2002 р.

Видання засновано Національним технічним університетом "Харківський політехнічний інститут" у 2002 р.

**РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ:**

*Головний редактор*

**Клименко Б.В.** д.т.н., проф., завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків

*Члени редколегії*

**Баранов М.І.** д.т.н., начальник відділу НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

**Батигін Ю.В.** д.т.н., професор кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків

**Босв В.М.** д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

**Буткевич О.Ф.** д.т.н., професор провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

**Вороновський Г.К.** д.т.н., професор кафедри електричних станцій НТУ "ХПІ", Харків

**Гончаров Ю.П.** д.т.н., професор кафедри промислової та біометричної електроніки  
НТУ "ХПІ", Харків

**Гурін А.Г.** д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки  
НТУ "ХПІ", Харків

**Данько В.Г.** д.т.н., проф., завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків  
(голова редакційної колегії)

**Загірняк М.В.** д.т.н., проф., ректор КДТУ, Кременчук

**Кириленко О.В.** д.т.н., проф., член-кореспондент НАНУ, заступник директора ІЕД НАНУ, Київ

**Кравченко В.І.** д.т.н., проф., директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

**Лупіков В.С.** к.т.н., доцент кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків  
(відповідальний секретар)

**Маслій В.Г.** д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування  
НТУ "ХПІ", Харків

**Михайлов В.М.** д.т.н., проф., завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків

**Мілих В.І.** д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків

**Набока Б.Г.** д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків

**Намітоков К.К.** д.т.н., проф., завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХДАМГ, Харків

**Омельяненко В.І.** д.т.н., проф., завідувач кафедри електричного транспорту та тепловозобудування  
НТУ "ХПІ", Харків

**Панасенко М.В.** д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування  
НТУ "ХПІ", Харків

**Подольцев О.Д.** д.т.н., провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ

**Пуйло Г.В.** д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса

**Резцов В.Ф.** д.т.н., проф., член-кореспондент НАНУ, керівник відділення ІЕД НАНУ, Київ

**Рудаков В.В.** д.т.н., головний науковий співробітник НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків

**Сосков А.Г.** д.т.н., проф., завідувач кафедри електротехніки ХДАМГ, Харків

**Ткачук В.І.** д.т.н., проф., завідувач кафедри електричних машин НУ "Львівська політехніка", Львів

**Шинкаренко В.Ф.** д.т.н., проф., завідувач кафедри електромеханіки НТУУ "КПІ", Київ

**Юферов В.Б.** д.т.н., начальник відділу ННЦ ХФТІ, Харків

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ**

Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПІ", вул. Фрунзе, 21, м. Харків, 61002.  
Тел. (0572) 40-02-81. E-mail: kbv@kpi.kharkov.ua

**ISBN 966-593-254-3**

**ISBN 966-593-255-1**

# ЗМІСТ

## *Електричні машини та апарати*

<b>Байда Е.И.</b>	Расчет внешнего магнитного поля комплектного распределительного устройства.	<b>5</b>
<b>Беспрозванных А.В., Игнатенко А.Г.</b>	Оптимизация конструкции сетевых кабелей по коэффициенту затухания в зоне допусков геометрических размеров параметров передачи.	<b>8</b>
<b>Верхола А.В.</b>	Перспективы использования специального трансформатора тока для компенсации износа контактов синхронного вакуумного контактора.	<b>11</b>
<b>Грайворонский В.А., Паначевный Б.И., Степанова Г.А., Яковлев А.И.</b>	Бесколлекторная машина постоянного тока.	<b>14</b>
<b>Жорняк Л.Б.</b>	Определение времени нагрева комплектных устройств при ускоренных тепловых испытаниях на основании экспериментальных и теоретических температурных исследований.	<b>15</b>
<b>Козлов В.В.</b>	Моделирование процессов теплообмена в дисковых обмотках силовых трансформаторов методом конечных элементов.	<b>18</b>
<b>Лебедев В.А.</b>	Задачи сварки в магнитных полях.	<b>22</b>
<b>Луников В.С., Середа А.А., Ерисов А.В., Крюкова Н.В., Геляровская О.А.</b>	Анализ типичных ошибок проектирования трансформаторов в маломощном исполнении.	<b>26</b>
<b>Любимова Л.А.</b>	Структурный синтез и исследование индукционно-динамического преобразователя нетрадиционной формы.	<b>34</b>
<b>Пентегов И.В., Рымар С.В.</b>	Особенности расчета индуктивностей рассеяния трансформаторов с развитыми магнитными потоками рассеяния.	<b>38</b>
<b>Сосков А.Г., Алаев П.Н., Соскова И.А.</b>	Сверхбыстродействующие бесконтактные выключатели на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах	<b>46</b>
<b>Терешин В.Н., Богданова Л.Е.</b>	Некоторые аспекты повышения эффективности защиты низковольтного электрооборудования.	<b>51</b>
<b>Худяев А.А., Чебителько А.Е., Антоненко Н.С.</b>	Итерационное двухдвигательное линейное исполнительное устройство для электроприводов подач повышенной точности.	<b>54</b>
<b>Чабан В.Й.</b>	Комбінований алгоритм аналізу усталених процесів електротехнічних пристроїв.	<b>61</b>
<b>Шумилов Ю.А.</b>	Стан справ в області віброакустичних досліджень електричних машин у світі (узагальнюючий аналіз наукових доповідей міжнародних семінарів з вібрацій і акустичного шуму електричних машин: 25 - 26 травня 1998 р., Бетюн, Франція; 1 – 3 червня 2000 р., 17 – 18 жовтня 2002 р., Лодзь, Польща.	<b>64</b>
<b>Chuvashv V.A., Moukhametchine N.A., Gabdrakhmanov Ch.</b>	Rotor of die-casting induction motor with anisotropic copper bars	<b>66</b>

## **Техніка сильних електричних та магнітних полів**

<b>Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.</b>	Экспериментально-аналитическое определение удельной энергии электротеплового разрушения медных проводников под воздействием больших импульсных токов.	<b>70</b>
<b>Баранов М.И.</b>	Расчет глубины проникновения температурного поля в массивный проводник с током	<b>74</b>
<b>Батыгин Ю.В., Лавинский В.И., Хименко Л.Т.</b>	Физические основы возможных направлений развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов	<b>80</b>

## **Електричні станції**

<b>Вороновский Г.К., Золотухин Л.А.</b>	Подход к решению задачи прогнозирования отпуска тепла в городе на основе технологии DATA MINING.	<b>85</b>
---------------------------------------------	--------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------

## **Електричний транспорт**

<b>Хворост М.В., Чумак В.А., Панасенко Н.М.</b>	Порівняльна оцінка вентильних комплектів двофазного і трифазного тягових асинхронних електроприводів.	<b>89</b>
---------------------------------------------------------	-------------------------------------------------------------------------------------------------------	-----------

## **Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка"**

<b>Латинін Ю.М., Мілих В.І.</b>	Аналіз державних стандартів з електричних машин	<b>95</b>
-------------------------------------	-------------------------------------------------	-----------

## **Ювілеї**

<b>Данько В.Г.</b>	До 70-річчя від дня народження	<b>102</b>
<b>Красников В.М.</b>	До 70-річчя від дня народження	<b>103</b>

## **Інформація**

<b>SIEMA'2004</b>	Міжнародний симпозіум	<b>104</b>
<b>Список авторів</b>		<b>106</b>
<b>Abstracts</b>		<b>107</b>

## **ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!**

*Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Вартість підписки на рік — 105,60 грн., на квартал — 26,40 грн. Підписний індекс: 01216.*

*Постановою Президії ВАК України від 15.01.03 № 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 (Перелік №11, Бюлетень ВАК України № 2, 2003 р., с. 4). Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.*

## РАСЧЕТ ВНЕШНЕГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ КОМПЛЕКТНОГО РАСПРЕДЕЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Байда Е.И., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты"

тел./факс (0572) 40-08-55, E-mail: baida@kpi.kharkov.ua

*Розглянута математична модель розрахунку квазістационарного електромагнітного поля КРП в спрощеному варіанті. Отримані залежності модуля магнітної індукції та платності вихрових струмів від товщини стінки шафи та матеріалу.*

*Рассмотрена математическая модель расчета квазистационарного электромагнитного поля КРУ в упрощенном варианте. Получены зависимости модуля магнитной индукции и плотности вихревых токов от толщины стенки шкафа и материала.*

В настоящее время большое внимание уделяется электромагнитной совместимости различных электротехнических устройств, уменьшению электромагнитных шумов, а так же вопросам компенсации внешнего электромагнитного поля.

Данной тематике посвящено много статей, в которых данные вопросы подробно рассматриваются с точки зрения теории, однако, конкретным расчетам таких полей внимания уделено недостаточно. Это можно объяснить сложностью таких расчетов даже при достаточно простых геометрических формах областей с током и самого шкафа. Целью данной статьи является расчет электромагнитного поля КРУ в упрощенном, по сравнению с реальным устройством варианте. Для этого необходимо:

- записать расчетные соотношения электромагнитного поля;
- определить допущения и упрощения, принимаемые при решении задачи;
- записать расчетные уравнения в соответствии с принятыми допущениями;
- провести соответствующие расчеты.

В общем виде уравнения электромагнитного поля без учета токов смещения в неподвижной среде:

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{\delta}; \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \quad (1)$$

где  $\vec{H}$  - вектор напряженности магнитного поля;  $\vec{\delta}$  - суммарная плотность тока;  $\vec{E}$  - напряженность электрического поля;  $\vec{B}$  - вектор магнитной индукции.

При расчетах электромагнитных полей удобней воспользоваться векторным магнитным потенциалом, определяемым как:

$$\vec{B} = \operatorname{rot} \vec{A} \quad (2)$$

где  $\vec{A}$  - векторный магнитный потенциал, для однозначности которого вводится дополнительное условие  $\operatorname{div} \vec{A} = 0$ .

Перепишем уравнения (1) в следующем виде:

$$\operatorname{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \operatorname{rot} \vec{A} \right) = \vec{\delta}; \operatorname{rot} \vec{E} = -\frac{\partial}{\partial t} (\operatorname{rot} \vec{A}) \quad (3)$$

Из второго уравнения системы (3) следует, что:

$$\vec{E} = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} - \operatorname{grad} \varphi = -\frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{E}_{st} \quad (4)$$

где  $\vec{E}_{st}$  - сторонняя напряженность электрического поля.

Заменив плотность тока в первом уравнении (3) на напряженность электрического поля, получим:

$$\operatorname{rot} \left( \frac{1}{\mu} \cdot \operatorname{rot} \vec{A} \right) = -\gamma \cdot \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \vec{\delta}_{st} \quad (5)$$

где  $\vec{\delta}_{st}$  - сторонняя плотность тока от внешних источников.

Уравнение (5) является векторным уравнением и распадается на систему из 3<sup>х</sup> уравнений. Если учесть, что связь между векторным магнитным потенциалом и магнитной проницаемостью нелинейная, то решение такого уравнения достаточно сложно. В этой связи введем следующие упрощения:

- шины в шкафу расположены перпендикулярно плоскости x-y;
- высота шкафа в направлении токоведущих шин достаточно велика и задачу можно рассматривать как плоскую;
- объекты, размещенные внутри шкафа, являются парамагнетиками;
- процесс рассматривается квазистационарный (установившейся режим синусоидального тока).
- тепловой режим считаем установившемся, т.е. проводимость и магнитная проницаемость от температуры не зависят.

В (5) не учитываем явление гистерезиса, проводя расчет по основной кривой намагничивания.

Следовательно, уравнение (5) описывает распределение магнитного потенциала, как в шкафу, так и в окружающем пространстве. Причем, вне токоведущих шин сторонняя плотность тока равна нулю. В каждой из шин сторонняя плотность тока представляет комплексную величину с учетом фазы. Проводимость в (5) постоянна и зависит от области, в которой происходит вычисление поля.

Расчет проводился для шкафа, внутренний размер которого 700 на 400 мм. Толщина стенок шкафа в начальном варианте 1 мм. Шкаф изготовлен из фер-

ромагнитного материала. Размеры токоведущих шин 150 на 8 мм. Максимальное значение тока каждой фазы 2500А, т.е., максимальная плотность тока в шине  $\cong 2,1 \text{ А/мм}^2$ . На рис.1 показан шкаф с токоведущими шинами, расположенными у задней стенки шкафа.

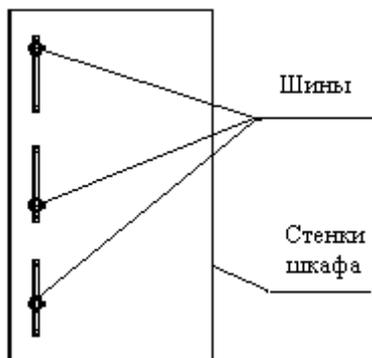


Рис.1. Расположение токоведущих шин внутри шкафа.

На рис. 2 приведен расчет магнитного поля внутри шкафа и распределение плотности тока в токоведущих шинах. Расчет проводился с использованием численных методов [1,2,3].

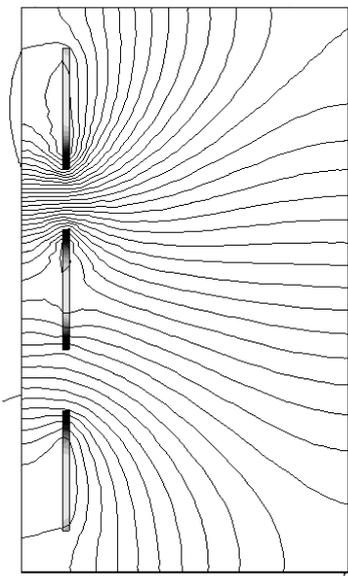


Рис.2. Распределение поля и плотности тока в токоведущих шинах.

Как следует из рис. 2, поле внутри шкафа достаточно неравномерно, а плотности тока в шинах изменяется по закону, показанному на рис. 3.

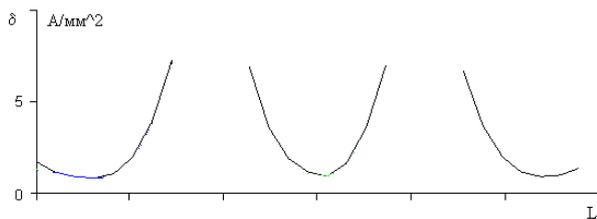


Рис.3. Распределение модуля плотности тока в токоведущих шинах.

Переменное магнитное поле наводит вихревые токи в стенке шкафа. Модуль плотности тока по толщине задней стенки шкафа (максимальная плотность на поверхности, обращенной к шинам) показана на рис. 4.

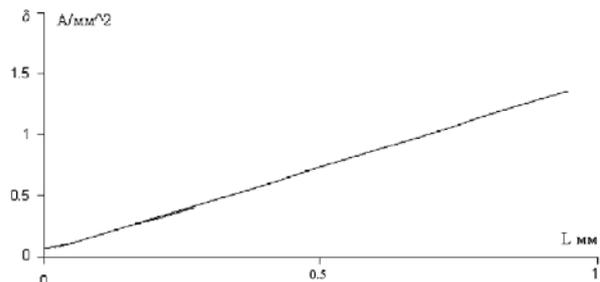


Рис.4. Модуль плотности тока в стенке шкафа при ее толщине 1 мм.

На передней стенке шкафа максимальное значение модуля плотности тока на порядок меньше и равно  $0,2 \text{ А/мм}^2$ .

Индукция магнитного поля максимальна в левых углах шкафа и достигает значения 1,6 Тл. Максимальная индукция в центре дальней от шин стенке шкафа равна 0,124 Тл. Интерес представляет значения модуля магнитной индукции, значение которой по периметру шкафа на расстоянии 10 см от поверхности приведено на рис. 5 (начало отсчета - левый нижний угол шкафа, направление обхода против часовой стрелки).

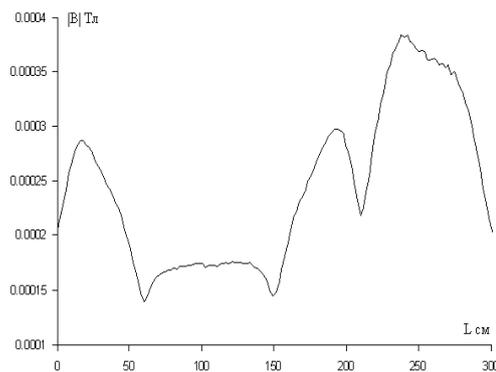


Рис.5. Значение магнитного поля по периметру шкафа на расстоянии 10 см от поверхности при толщине стенки 1 мм.

Уменьшение толщины стенки шкафа до 0,5 мм увеличивает максимальное значение индукции в стенке до 2 Тл.

Распределение индукции по периметру шкафа показано на рис. 6.

Нетрудно заметить, что происходит некоторое увеличение внешнего поля по сравнению с предыдущим случаем. Необходимо отметить, что увеличение толщины стенки до 5 мм так же увеличивает внешнее поле, рис. 7. Если увеличение значения внешнего поля при толщине стенки 0,5 мм связано с уменьшением экранирующего действия за счет резкого уменьшения магнитной проницаемости, то можно предположить, что увеличение внешнего поля при увеличении тол-

щины стенки связано с вихревыми токами в стенке шкафа, распределение которых показано на рис. 8.

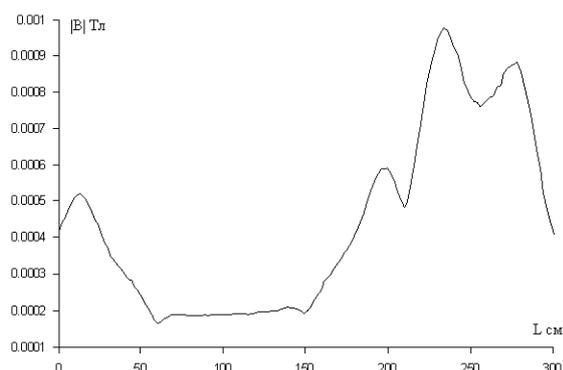


Рис.6. Значение магнитного поля по периметру шкафа на расстоянии 10 см от поверхности при толщине стенки 0.5 мм.

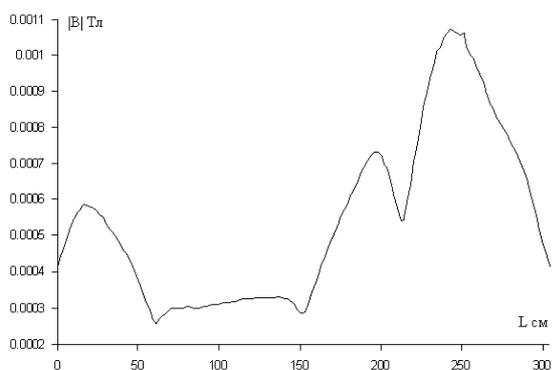


Рис.7. Значение магнитного поля по периметру шкафа на расстоянии 10 см от поверхности при толщине стенки 5 мм.

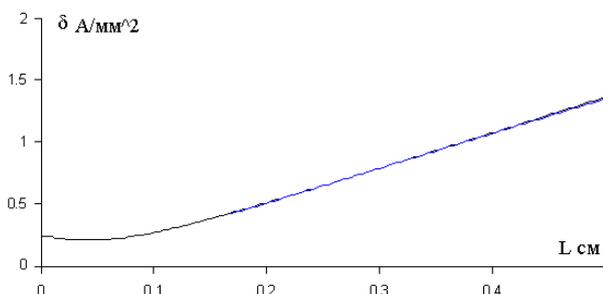


Рис.8. Модуль плотности тока стенке шкафа при ее толщине 5 мм.

Как следует из рис. 4 и рис. 8, значения и закон распределения плотностей тока в стенке практически одинаковы, однако, в более толстой стенке ток больший, чем и можно объяснить увеличение поля.

В результате проведенных расчетов можно предположить, что существует оптимальная, с точки зрения минимума внешнего поля толщина стенки шкафа.

Интерес представляет так же вопрос о характере уменьшения внешнего магнитного поля в зависимости от расстояния, которая для шкафа с толщиной стенки 0.5 мм показана на рис. 9.

В заключении необходимо отметить, что интенсивность поля на поверхности перед внешней стенкой шкафа, по расчетам, практически не зависит от толщины стенки (рис. 5-рис. 7, длина 50 – 150 см). Так же

необходимо отметить, что внешнее поле существенно зависит от удельного сопротивления стенки шкафа, так увеличение удельного сопротивления в 10 раз уменьшает внешнее поле и выравнивает его значения по периметру (см. рис. 10).

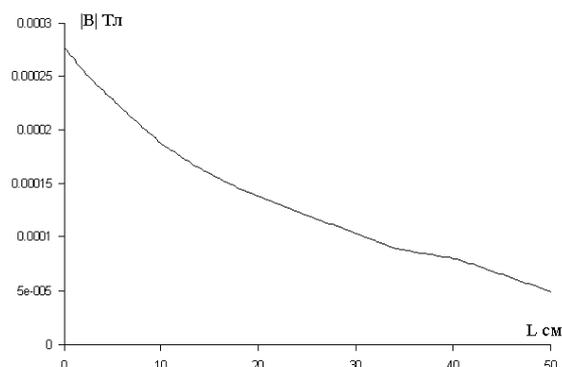


Рис.9. Изменения внешнего поля в зависимости от расстояния до стенки шкафа при толщине стенки 0.5 мм.

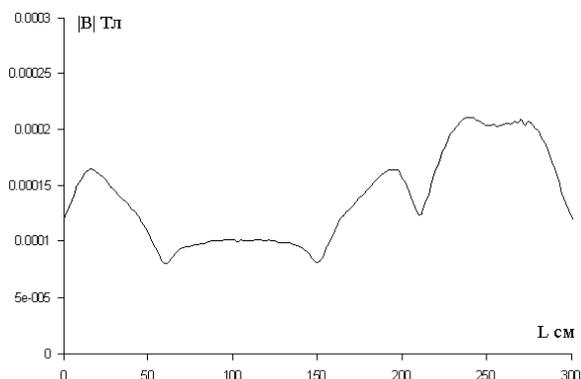


Рис.10. Значение магнитного поля по периметру шкафа на расстоянии 10 см от поверхности при толщине стенки 1 мм и увеличенном в 10 раз удельном сопротивлении материала шкафа.

Таким образом, данная математическая модель позволяет рассчитать электромагнитное поля КРУ, распределение плотности вихревых токов в проводниках и оценить влияние различных параметров конструкции на величину поля.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] П.Сильвестр, Р. Феррари. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров электриков. М.: «Мир», 1986. 229 с.
- [2] О.Зенкевич, К. Морган. Конечные элементы и аппроксимация. М.: «Мир», 1986. 381 с.
- [3] Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы. М.: «Наука», 1989. 432 с.

Поступила 26.03.04

## ОПТИМИЗАЦИЯ КОНСТРУКЦИИ СЕТЕВЫХ КАБЕЛЕЙ ПО КОЭФФИЦИЕНТУ ЗАТУХАНИЯ В ЗОНЕ ДОПУСКОВ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ ПАРАМЕТРОВ ПЕРЕДАЧИ

Беспрозванных А.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электроизоляционная и кабельная техника"

Игнатенко А.Г.

ОАО "Одескабель"

*Швидкість передачі інформації та відстань, на яку вона може передаватися, залежать від коефіцієнта згасання. При оптимальній конструкції кабелю коефіцієнт згасання мінімальний. Використання сучасних електроізоляційних матеріалів забезпечує умови передачі сигналів в високочастотному діапазоні без запобігання оптимальної конструкції кабелю.*

*Скорость передачи информации и расстояние, на которое она может передаваться, зависят от коэффициента затухания. При оптимальной конструкции кабеля коэффициент затухания минимальный. Использование современных электроизоляционных материалов создает условия для передачи сигналов в высокочастотном диапазоне без оптимизации конструкции кабеля.*

### ВВЕДЕНИЕ

Передача информации по кабелям начиналась в диапазоне низких тональных частот (до 4 кГц). Для этих целей использовались кабели с бумажной изоляцией. Такая изоляция имеет очень высокие значения диэлектрической проницаемости  $\epsilon_{\text{эКВ}}$  и тангенса угла диэлектрических потерь  $\text{tg}\delta_{\text{эКВ}}$ . Поэтому потери энергии в изоляции существенны [1-2]. Освоение полимерной изоляции на основе полиэтиленовых композиций дало возможность передавать сигналы в более высокочастотном диапазоне [3]. Изоляция на основе полиэтилена имеет меньшие значения  $\epsilon_{\text{эКВ}}$  и  $\text{tg}\delta_{\text{эКВ}}$  по сравнению с бумажной. Поэтому кабели с полиэтиленовой изоляцией имеют меньшее значение емкости (при той же толщине), но большее волновое сопротивление  $Z_{\text{в}}$ . Замена изоляции, имеющей большие потери (бумажная, бумажно-пористая), на изоляцию с меньшими потерями (сплошная полиэтиленовая, пленко - пористая) не привела к изменению норм на емкость и волновое сопротивление телефонных кабелей. Эти параметры остались прежними:  $C = 50$  пФ/м и  $Z_{\text{в}} = 100$  Ом, из-за чего возможности полиэтиленовой изоляции недоиспользованы. Современное оборудование позволяет выдерживать геометрические параметры сетевых кабелей с высокой точностью (2 – 3%) [4 -5] и обеспечить электрические параметры, как на меньшей, так и на верхней границе поля допусков. Возможности оптимизации ограничены полями допусков на электрические параметры. Приближение к верхним границам значений емкости и активного сопротивления необходимо делать до тех пор, пока коэффициент затухания остается ниже верхней допустимой границы. Это позволит экономить активные материалы кабеля – электротехническую медь и полиэтилен.

Целью статьи является обоснование оптимальной стратегии регулирования настроек оборудования для достижения нормируемых электрических показателей в заданных областях полей допуска.

### НОРМИРУЕМЫЕ ПАРАМЕТРЫ СЕТЕВЫХ КАБЕЛЕЙ

Сетевые кабели (рис.1) являются продолжением развития телефонных кабелей. Основное их отличие: по конструкции – меньшее число пар (в телефонном кабеле – до 2 400, в сетевом - 4); по диапазону рабочих частот - более высокочастотный (верхняя рабочая частота телефонных кабелей – до 8,5 МГц, сетевых – до 1 000 МГц).

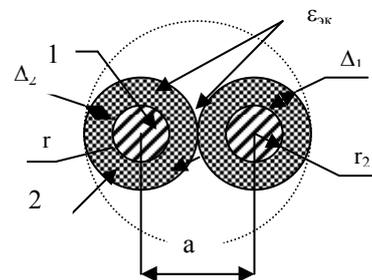


Рис. 1 Витая пара

1- токопроводящая жила диаметром  $2r$ ,  
2 - изоляция толщиной  $\Delta z$

В зависимости от верхней рабочей частоты сетевые кабели делятся на категории [4 -5]. Наиболее актуальными в настоящее время являются кабели 5, 6 и 7-й категорий. Верхние рабочие частоты - 125, 250 и 600 МГц соответственно. Различие категорий сетевых кабелей в конструктивном плане связано с применением разных диаметров токопроводящих жил, толщины и материала изоляции. Диаметры используемых токопроводящих жил: 0,51 мм (24AWG) – категория 5; 0,57 мм (23AWG) – 6-я и 0,64 мм (22AWG) – 7-я. В кабелях 5 и 6-й категорий используется сплошная полиэтиленовая изоляция, в 7-й – пленко-пористая изоляция. Изменение геометрических размеров токопроводящих жил и материала изоляции сетевых кабелей не отразилось на нормируемых значениях емкости  $C$  и волнового сопротивления  $Z_{\text{в}}$ .

Возможность работы сетевых кабелей на высоких частотах определяется первичными и вторичными параметрами передачи. К первичным относятся: погонные активное сопротивление цепи  $R$ , емкость  $C$ , индуктивность  $L$  и активная проводимость изоляции  $G$ . К вторичным - волновое сопротивление  $Z_{\text{в}}$  и коэффициент затухания  $\alpha$ . Все параметры являются частотно-зависимыми:  $R$  цепи,  $G$  и  $\alpha$  с ростом частоты возрастают,  $C$  и  $Z_{\text{в}}$  - уменьшаются. В области высоких частот (свыше 1 МГц) емкость не меняется, а волновое сопротивление изменяется несущественно. Стандартами установлены значения параметров передачи в зоне допусков геометрических размеров:  $C \leq 56$  пФ/м (для кабелей категории 5 и 6) и  $Z_{\text{в}} = 100 \pm 15$  Ом - на частоте свыше 1 МГц (для всех категорий сетевых кабелей); верхние пределы сопротивления цепи на постоянном токе  $R_{\text{пт}}$  (для каждой категории в отдельности в зависимости от диаметра токопроводящей жилы):  $R_{\text{пт}} \leq 192$  мОм/м (5-я и 6-я категория),  $R_{\text{пт}} \leq 170$  мОм/м (7-я категория) и омической асимметрии - разности сопротивлений проводников цепи  $\Delta R_{\text{пт}} \leq 1\%$  [4-5]. Нормируемые значения коэффициента затухания  $\alpha$  приводятся для стандартных значений частот каждой категории кабелей [4-5].

Таблица 1  
Максимально допустимые значения коэффициента затухания витых пар

Частота, МГц	$\alpha$ , дБ / 100 метров для кабелей категорий		
	5е	6	7
1	2	2	2,1
4	4	3,8	3,9
10	6,5	6,0	6,0
16	8,2	7,6	7,6
20	9,2	8,5	8,5
31,25	11,7	10,7	10,6
62,50	17	15,4	15,0
100	22	19,8	19,0
125	24,9	-	-
200	-	29,02	27,0
250	-	32,8	-
350	-	39,8	33,0
600	-	-	50,0

## АНАЛИЗ КОНСТРУКЦИИ СЕТЕВОГО КАБЕЛЯ

Коэффициент затухания  $\alpha$  - важнейший вторичный параметр кабеля. Он определяет дальность передачи информации (сигнала). Для высокочастотного диапазона ( $R \ll \omega L$ ,  $C \ll \omega G$ )  $\alpha$  записывается в виде:

$$\alpha = 8,69 \left( \frac{R\sqrt{C/L}}{2} + \frac{G\sqrt{L/C}}{2} \right) = 8,69 \left( \frac{R}{2Z_{\text{в}}} + \frac{GZ_{\text{в}}}{2} \right) = \quad (1)$$

$$= 8,69 (\alpha_{\text{мет}} + \alpha_{\text{дз}}), \quad \text{дБ/м}$$

где:  $Z_{\text{в}}$  - волновое сопротивление:

$$Z_{\text{в}} = \sqrt{\frac{R + \omega L}{G + \omega C}}, \quad \text{Ом} \quad (2)$$

$R$  - активное сопротивление цепи (шлейфа):

$$R = 2R_{\text{нм}}\chi \left[ 1 + F(kr) + \frac{G(kr) \left( \frac{2r}{a} \right)^2}{1 - H(kr) \left( \frac{2r}{a} \right)^2} \right], \quad \text{Ом/м} \quad (3)$$

$C$  - рабочая емкость пары:

$$C = \chi \frac{\pi \varepsilon_0 \varepsilon_{\text{эКВ}}}{\ln \left( \frac{a-r}{r} \psi \right)} \quad \text{Ф/м}, \quad (4)$$

$G$  - активная проводимость изоляции:

$$G = \omega C \text{tg} \delta_{\text{эКВ}}, \quad \text{См/м} \quad (5)$$

$L$  - индуктивность цепи:

$$L = L_{\text{внеш}} + L_{\text{внутр}} = \frac{\mu_0 \mu}{\pi} \ln \frac{a-r}{r} + \frac{\mu_0 \mu}{4\pi} Q(kr), \quad \text{Гн/м} \quad (6)$$

$\alpha_{\text{мет}}$  - потери в проводниках (металле):

$$\alpha_{\text{мет}} = 8,69 \frac{R}{2Z_{\text{в}}}, \quad (7)$$

$\alpha_{\text{дз}}$  - потери в диэлектрике:

$$\alpha_{\text{дз}} = 8,69 \frac{GZ_{\text{в}}}{2}, \quad (8)$$

$F(kr)$ ,  $G(kr)$ ,  $H(kr)$ ,  $Q(kr)$  - табулированные функции Бесселя,  $k$  - коэффициент вихревых потерь,  $a$  - расстояние между центрами проводников,  $\chi$  - коэффициент укрутки,  $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$  Ф/м - электрическая постоянная,  $\varepsilon_{\text{эКВ}}$  - эквивалентная диэлектрическая проницаемость,  $\psi$  - коэффициент, учитывающий влияние соседних пар.

Коэффициент затухания является функцией конструкции кабеля, как и волновое сопротивление. С ростом  $Z_{\text{в}}$  потери в проводниках уменьшаются, а потери в диэлектрике - растут. Поэтому существует оптимальная конструкция, при которой потери будут минимальны (рис.2). Соответствующее ей волновое сопротивление находится из условия:

$$\partial \alpha / \partial Z_{\text{в}} = 0 \quad (9)$$

Для кабелей с бумажной изоляцией условие (9) привело к оптимальной величине  $Z_{\text{в}}$ , равной 100 Ом, которая и была положена в основу нормативных требований. Для полимерной изоляции условие (9) выполняется при больших значениях  $Z_{\text{в}}$ . Как видно из рис. 2, при переходе к полимерной изоляции потери в диэлектрике снизились (кривые 1 и 1'), и область оптимального значения  $Z_{\text{в}}$  сместилась вправо. Так как оборудование уже было создано для работы с волновым сопротивлением  $Z_{\text{в}} = 100$  Ом, то возможности кабелей с полимерной изоляцией недоиспользуются.

## ПОЛЯ ДОПУСКОВ ГЕОМЕТРИЧЕСКИХ РАЗМЕРОВ ВИТЫХ ПАР

Нормируемое значение волнового сопротивления витых пар составляет 100 Ом при частоте свыше 1 МГц. Однако наблюдается незначительное уменьшение волнового сопротивления с ростом частоты. Оно обусловлено изменением внутренней индуктивности проводников. Изменение волнового сопротивления кабеля 5-й категории на частоте 100 МГц составляет 5 Ом и равно 95 Ом. Уменьшение  $Z_{\text{в}}$  приводит к росту потерь в металле (рис.2), которые являются определяющими в диапазоне частот до 100 МГц (рис.3). А это приводит к росту общего коэффициента затухания  $\alpha$ .

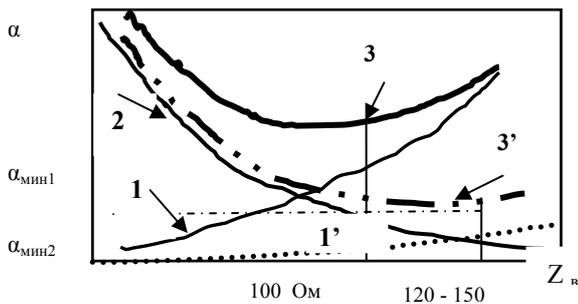


Рис.1 Качественная зависимость от  $Z_{в}$  коэффициента  $\alpha$  и его составляющих

1 –потери в диэлектрике при относительно высоких значениях  $\text{tg}\delta_{\text{экв}}$  (случай бумажной изоляции); 1'–то же для случая низких значений  $\text{tg}\delta_{\text{экв}}$  (полимерная изоляция); 2 – потери в проводниках (металле); 3 и 3' - суммарные потери.

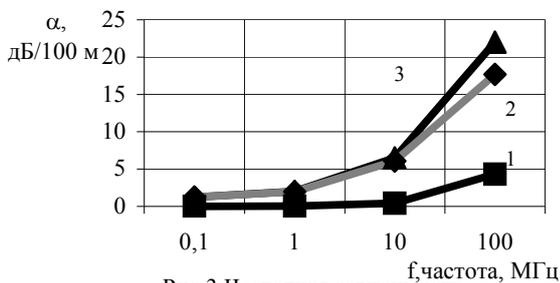


Рис.3 Частотная зависимость коэффициента затухания витой пары 5-й категории

1-потери в диэлектрике, 2 - потери в проводнике, 3- общие потери

Для обеспечения нормируемого коэффициента затухания производители вынуждены работать в поле допусков параметров передачи. Границы емкости и активного сопротивления определяются отклонениями геометрических размеров токопроводящих жил и изоляции. Важно обеспечить отклонение размеров в пределах поля допусков параметров передачи.

В таблицах 2 и 3 представлены результаты расчета параметров передачи витой пары 5-й категории на частоте 1 МГц для  $\epsilon_{\text{экв}}=2,02$ .

### ВЫВОДЫ

1. На этапе производства телефонных симметричных кабелей с применением изоляции, имеющей большие потери, соизмеримые с потерями в металле (см. рис.2 – кривые 1 и 2), проблема оптимизации конструкции по коэффициенту затухания являлась актуальной. Оптимальное волновое сопротивление таких кабелей  $Z_{в} = 100 \text{ Ом}$ .

2. Применение новых электроизоляционных материалов на основе сплошного и пористого полиэтилена (см. рис.3) уменьшает потери в кабеле. Оптимизированной конструкции соответствует более высокие значения  $Z_{в} = 120 - 150 \text{ Ом}$ .

3. Возможности оптимизации сетевых кабелей ограничены полями допусков на параметры передачи. Для обеспечения **нормируемых** значений коэффициента затухания необходимо работать на положительных допусках диаметров токопроводящих жил, тол-

щины изоляции либо на отрицательных допусках диаметра и положительном допуске толщины изоляции (табл.3). Приближение к верхней границе емкости и нижней волнового сопротивления приводит к выходу за допустимую границу коэффициента затухания (табл. 2).

Таблица 2

Параметры передачи сетевого кабеля при флуктуациях диаметра токопроводящей жилы и толщины изоляции

Параметр	Номинальные значения	Значения в полях отрицательных допусков геометрических размеров		
$2r$ , мм	<b>0,51</b>	0,50	0,51	0,52
$2\Delta_{\text{из}}$ , мм	<b>0,53</b>	0,53	0,43	0,43
$R$ , Ом/м	<b>0,408</b>	0,417	0,416	0,409
$C$ , пФ/м	<b>50</b>	49	57	57
$L$ , нГн/м	<b>501</b>	508	447	441
$Z_{в}$ , Ом	<b>100</b>	102	89	88
$\alpha$ , дБ/ 100 м	<b>1,8</b>	2,2	2,3	2,4

Таблица 3

Параметры передачи сетевого кабеля при флуктуациях диаметра токопроводящей жилы и толщины изоляции

Параметр	Номинальные значения	Значения в полях положительных допусков геометрических размеров			
$2r$ , мм	<b>0,51</b>	<i>0,52</i>	<i>0,51</i>	<i>0,52</i>	<i>0,50</i>
$2\Delta_{\text{из}}$ , мм	<b>0,53</b>	<i>0,53</i>	<i>0,63</i>	<i>0,63</i>	<i>0,63</i>
$R$ , Ом/м	<b>0,408</b>	<i>0,40</i>	<i>0,40</i>	<i>0,391</i>	<i>0,409</i>
$C$ , пФ/м	<b>50</b>	<i>51</i>	<i>45</i>	<i>46</i>	<i>45</i>
$L$ , нГн/м	<b>501</b>	<i>495</i>	<i>549</i>	<i>545</i>	<i>556</i>
$Z_{в}$ , Ом	<b>100</b>	<i>99</i>	<i>110</i>	<i>109</i>	<i>112</i>
$\alpha$ , дБ/ 100 м	<b>1,8</b>	<i>1,82</i>	<i>1,97</i>	<i>1,96</i>	<i>2,0</i>

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Брискер А.С., Руга А.Д., Шарле Д.Л. Городские телефонные кабели. Справочник.- М.: Радио и связь, 1984.- 330с.
- [2] Гроднев И.И. Кабели связи.- М.: Радио и связь, 1988.- 342 с.
- [3] ГОСТ Р 51 311 – 99. Кабели телефонные с полиэтиленовой изоляцией
- [4] International Standard ISO/IEC 11801 Information Technology – Generic Cabling for Customer Premises. – 1995. – 104р.
- [5] TSB -36. Technical Systems Bulletin/ Additional Cable Specifications for Unshielded Twisted Pair Cables.-5р.

Поступила 5.04.2003

## ПЕРСПЕКТИВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СПЕЦИАЛЬНОГО ТРАНСФОРМАТОРА ТОКА ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ ИЗНОСА КОНТАКТОВ СИНХРОННОГО ВАКУУМНОГО КОНТАКТОРА

Верхола А.В.

Донбасский горно-металлургический институт

Украина, 94204, г. Алчевск, просп. Ленина, 16, ДГМИ, кафедра "Электрические машины и аппараты"

Тел. (06442) 53746, факс (06442) 26887, E-mail: vav@usr.lg.ua, verkhola@mail.ru

*Рассмотрен механизм изменения времени упреждения синхронного вакуумного контактора, обусловленный линейным износом контактов вакуумных дугогасительных камер. Приведены зависимости линейного износа контактов от количества коммутационных циклов, показывающие целесообразность принятия мер по стабилизации времени упреждения. Для компенсации изменения времени упреждения предложено использовать свойства специального трансформатора тока.*

*Розглянуто механізм зміни часу попередження синхронного вакуумного контактора, обумовлений лінійним зносом контактів вакуумних дугогасних камер. Приведено залежності лінійного зносу контактів від кількості комутаційних циклів, що показують доцільність уживання заходів по стабілізації часу попередження. Для компенсації зміни часу попередження запропоновано використовувати властивості спеціального трансформатора струму.*

Разработка и производство новых типов вакуумных коммутационных аппаратов в Украине являются важными научным и практическим направлением, призванными обеспечить превращение страны в мощного производителя вакуумной коммутационной техники не только для обеспечения собственных нужд, но и для экспорта [1]. Синхронный вакуумный контактор (СВК) [2] представляет собой новый тип вакуумного коммутационного аппарата, в котором за счёт реализации принципа синхронного отключения уменьшен износ контактов и снижен уровень генерируемых коммутационных перенапряжений. Как показал проведенный анализ [3], более существенному повышению коммутационной износостойкости СВК препятствует происходящее в процессе эксплуатации увеличение времени упреждения размыкания контактов вакуумной дугогасительной камеры (ВДК). Увеличение времени упреждения обусловлено износом контактных поверхностей ВДК и изменением вследствие этого провала, который в рассматриваемой конструкции равен воздушному зазору  $S$  между хвостовиком подвижного контакта и штоком якоря электромагнита (рис.1).

Для компенсации износа контактов ВДК необходимо проводить периодическую регулировку подвижной системы, восстанавливая первоначальную величину указанного воздушного зазора. Эффективность этой операции иллюстрирует рис.2. Кривая 1 соответствует износу контактов при отсутствии периодического регулирования воздушного зазора. Кривая 2 показывает идеальный вариант, который можно было бы реализовать, если бы первоначальная величина воздушного зазора восстанавливалась после каждого цикла включения-отключения. Хорошо видно, что до достижения количества циклов включения-отключения  $N = 200000$  кривые 1 и 2 практически совпадают. Это объясняется малым износом контактов и соответственно малым отклонением времени упреждения от первоначально установленного значения. На отрезке от  $N = 10^5$  циклов ВО до  $N=10^6$  цик-

лов ВО происходит значительный рост зависимости 1. Это можно объяснить следующим. Износ контактов ВДК приводит к уменьшению воздушного зазора (провала) между хвостовиком подвижного контакта и штоком якоря электромагнита. Уменьшение провала служит причиной смещения времени упреждения в область больших значений, соответствующих большим значениям отключаемого тока.

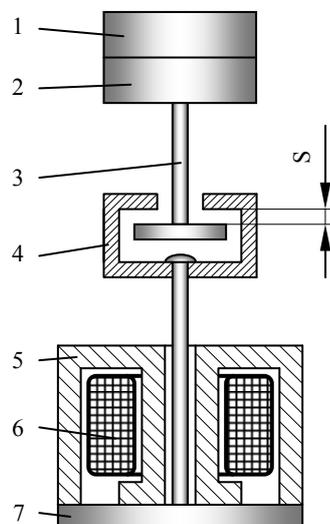


Рис. 1 Схема расположения контактов ВДК и электромагнитного привода одного полюса синхронного вакуумного контактора:

- 1 - неподвижный контакт;
- 2 - подвижный контакт;
- 3 - хвостовик;
- 4 - шток;
- 5 - магнитопровод;
- 6 - обмотка; 7 - якорь

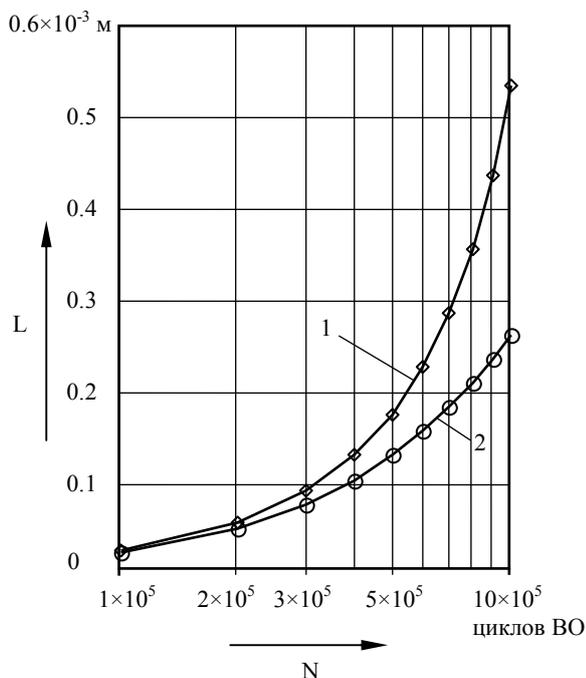


Рис. 2. Зависимости линейного износа  $L$  контактов ВДК синхронного вакуумного контактора от количества  $N$  циклов включения-отключения при времени упреждения 1 мс

Отключение контактами ВДК тока большей величины приводит к ускорению их износа, что ещё больше уменьшает зазор между хвостовиком подвижного контакта и штоком якоря электромагнита и ещё больше смещает время упреждения, вызывая лавинообразное увеличение износа контактов.

В существующей конструкции СВК для компенсации износа контактов ВДК выполняется регулировка провала подвижного контакта. Из-за малой величины провала эта процедура достаточно трудоёмка и требует большой аккуратности. Поэтому, актуальной представляется задача повышения ресурса ВДК путём осуществления автоматического регулирования величины провала подвижного контакта, или принятия мер, компенсирующих его увеличение в процессе эксплуатации.

Провал в рассматриваемой конструкции - это то расстояние, которое при синхронном отключении штоков должен пройти от начала отпадания якоря до начала движения подвижного контакта. Время начала движения штока (начала отпадания якоря) задаётся с помощью специального трансформатора тока и не зависит от величины  $S$ . На рис. 3 показана взаимосвязь времени упреждения отпадания якоря контактора  $t_{\text{яя}}$ , времени движения штока контактора  $t_{\text{шш}}$ , и времени упреждения размыкания контактов ВДК  $t_{\text{ук}}$ . В момент времени, обозначенный точкой 1, поступает команда от специального трансформатора тока (СТТ) и начинается отпадание якоря. Жёстко связанный с якорем штоков движется в течение времени  $t_{\text{шш}}$  и в момент времени, обозначенный точкой 2, происходит его соприкосновение с хвостовиком подвижного контакта ВДК. С этого момента времени начинается движение подвижного контакта и загорается дуга. Момент, обозначенный точкой 3, соответствует пересечению

синусоиды отключаемого тока с осью времени и, соответственно, окончанию горения дуги.

Пользуясь рис. 3, можно записать соотношение для времени упреждения контактов:

$$t_{\text{ук}} = t_{\text{яя}} - t_{\text{шш}} \quad (1)$$

При размыкании новых контактов на преодоление расстояния  $S$  штоков затрачивает время  $t_{\text{шш}}$  и размыкание контактов происходит в заданный момент времени 2 (рис 3, а). Если произошёл износ контактов, то расстояние  $S$  уменьшилось и, соответственно, время движения штока уменьшилось до величины  $t_{\text{шш}}$  (рис. 3, б). Из соотношения (1) и рис 3, б следует, что в этом случае произойдёт увеличение времени упреждения размыкания контактов ВДК  $t_{\text{ук}}$ . Для восстановления первоначальной величины времени  $t_{\text{ук}}$  при неизменном времени упреждения отпадания якоря  $t_{\text{яя}}$  необходимо восстановить первоначальную величину  $t_{\text{шш}}$ . Сделать это можно, например, восстановив первоначальную величину  $S$  путём изменения зазора между хвостовиком контакта и штоком якоря с помощью специальных регулировочных гаек. Из соотношения (1) также следует, что если не восстанавливать первоначальную величину  $t_{\text{шш}}$ , то можно вернуть значение  $t_{\text{ук}}$  к исходному путём уменьшения  $t_{\text{яя}}$ . Этот вариант поясняется рисунком 3, в.

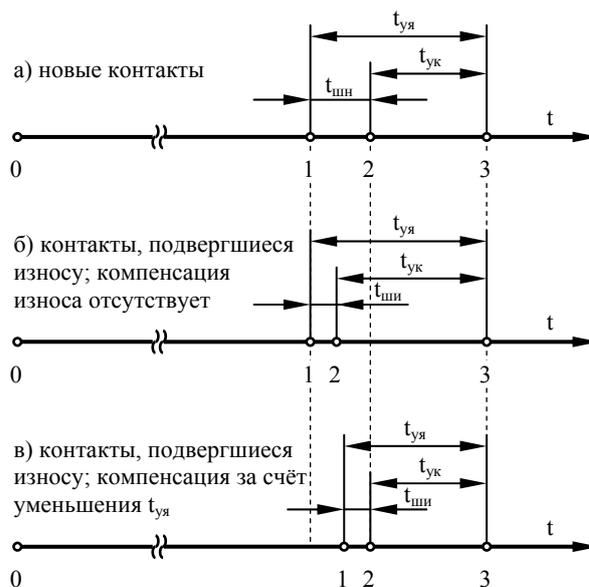


Рис.3 Взаимосвязь временных параметров синхронного вакуумного контактора при отключении

Для реализации последнего способа необходимо иметь возможность изменять величину времени упреждения отпадания якоря, которое формируется специальным трансформатором тока как его угловая погрешность. Представляется целесообразным определить необходимый для полноценной компенсации износа контактов диапазон изменения времени  $t_{\text{яя}}$  и оценить возможность использования для этой цели свойств СТТ.

Согласно [4] оптимальная величина времени упреждения для различных конструкций и режимов работы СВК находится в пределах  $0.5 \times 10^{-3}$  с... $2 \times 10^{-3}$  с, а в соответствии с [3]  $t_{\text{шш}}$  изменяется в пределах от 0 до

$1 \times 10^{-3}$  с. Тогда, учитывая (1) можно определить максимальное значение времени  $t_{уя}$ :

$$\begin{aligned} t_{уя\max} &= t_{ук\max} + t_{ш\max} = \\ &= 2 \times 10^{-3} + 1 \times 10^{-3} = 3 \times 10^{-3} \text{ с} \end{aligned} \quad (2)$$

и минимальное значение времени  $t_{уя}$ :

$$\begin{aligned} t_{уя\min} &= t_{ук\min} + t_{ш\min} = \\ &= 0.5 \times 10^{-3} + 0 = 0.5 \times 10^{-3} \text{ с} \end{aligned} \quad (3)$$

Для того, чтобы в указанных условиях реализовать компенсацию влияния износа контактов ВДК на время упреждения размыкания контактов, необходимо, чтобы имелась возможность изменять время упреждения отпадания якоря и, соответственно, угловую погрешность СТТ на величину:

$$\begin{aligned} \Delta t_{уя} &= t_{уя\max} - t_{уя\min} = \\ &= 3 \times 10^{-3} - 0.5 \times 10^{-3} = 2.5 \times 10^{-3} \text{ с} \end{aligned} \quad (4)$$

Результаты исследования зависимости угловой погрешности СТТ от различных факторов приведены в [5] и [6]. В соответствии с этими исследованиями зависимость угловой погрешности от активного сопротивления вторичной цепи для одного из образцов СТТ представляется кривой, изображённой на рис. 4.

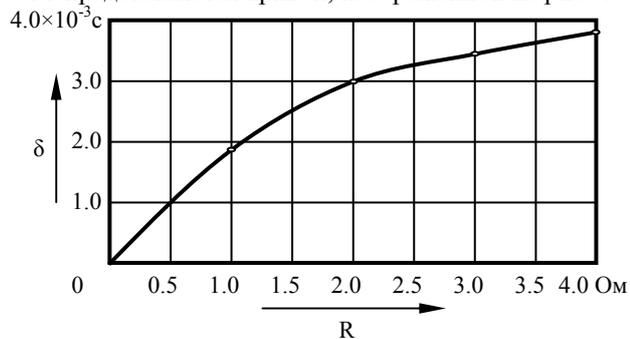


Рис. 4 Зависимость угловой погрешности  $\delta$  СТТ от активного сопротивления  $R$  вторичной цепи

Зависимость угловой погрешности от дифференциальной индуктивности ветви намагничивания для того же образца представлена на рис. 5.

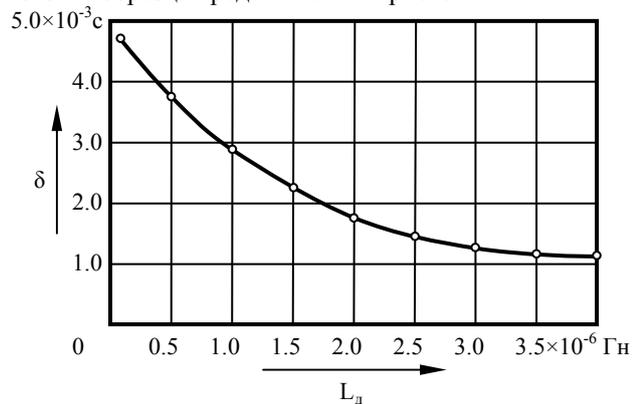


Рис. 5 Зависимость угловой погрешности  $\delta$  СТТ от дифференциальной индуктивности  $L_d$  ветви намагничивания

На рис. 6 представлена зависимость угловой погрешности СТТ от количества витков вторичной обмотки при неизменном активном сопротивлении вторичной цепи.

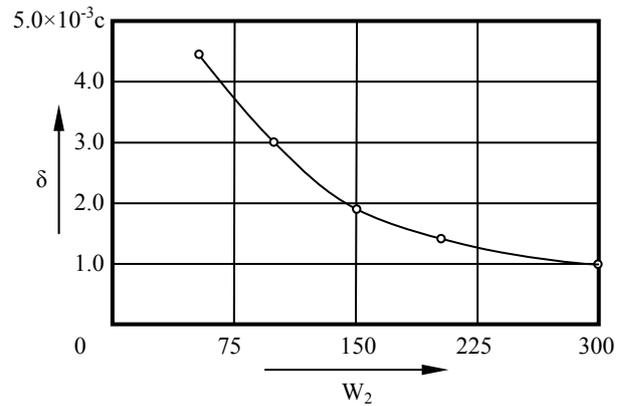


Рис. 6 Зависимость угловой погрешности  $\delta$  СТТ тока от количества витков вторичной обмотки  $W_2$

Анализируя зависимости, представленные на рис. 4 - 6, можно сделать вывод о том, что диапазон изменения угловой погрешности во всех рассмотренных случаях достаточный для того, чтобы осуществить компенсацию износа контактов ВДК путём изменения соответствующего параметра. Для реализации предложенного способа компенсации износа необходимо разработать устройства, способные автоматически отслеживать изменения провала контактов ВДК и соответственно изменять в необходимую сторону выбранный параметр специального трансформатора тока: активное сопротивление вторичной цепи, дифференциальную индуктивность ветви намагничивания (толщину немагнитного зазора), количество витков вторичной обмотки.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Плащенко Н.Н. Перспективы и проблемы развития вакуумной коммутационной техники Украины // Электрические контакты и электроды. - Киев: Институт проблем материаловедения НАН Украины. - 1998. - С. 19 - 23.
- [2] Сильноточное синхронное контактное коммутирующее устройство: А.с. 1458901 СССР, МКИ Н 01 Н 33/44. / И.С. Таев, Е.Г. Акимов, А.В. Верхола (СССР). - № 4288902/24-07; Заявлено 22.07.87; Опубл. 15.02.89, Бюл. №6. - 4 с.
- [3] Гилёв А.А., Верхола А.В. Влияние линейного износа контактов вакуумных дугогасительных камер на стабильность времени упреждения синхронного вакуумного контактора // Вестник НТУ "ХПИ". - Харьков.-2002. - № 14. - С. 17 - 21.
- [4] Верхола А.В. Решение задачи оптимизации процесса отключения цепи синхронным вакуумным контактором // Вестник ХГПУ. - Харьков: ХГПУ. - 2000. - Вып. 84. - С. 37 - 40.
- [5] Акимов Е.Г. Трансформаторы тока для электромагнитных синхронных контакторов // Изв. вузов. Сер. Электромеханика - 1979. - №9. - С. 782 - 786.
- [6] Акимов Е.Г. Исследование и разработка электромагнитных синхронных аппаратов низкого напряжения: Дис... канд. техн. наук: 05.09.06. - М., 1977. - 273 с.

Поступила 24.09.2003

## БЕСКОЛЛЕКТОРНАЯ МАШИНА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Грайворонский В.А., к.т.н., Паначевный Б.И., к.т.н, проф., Степанова Г.А., Яковлев А.И., д.т.н, проф.  
 Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского "ХАИ"  
 Украина, 61170, Харьков, ул. Чкалова, 17, "ХАИ", кафедра "Аэрогидродинамики", кафедра "Энергетики и электротехники", кафедра "Энергоустановок и двигателей космических летательных аппаратов"  
 тел. (0572) 707-43-50, 707- 43-40

*Запропоновано конструкцію електричної машини без колектора. Машина має два якорі, зібрані на одному валу та контактних щітках з кільцями. Машина має змогу працювати як двигуном, так і генератором.*

*Предложена конструкция электрической машины без коллектора. Машина имеет два якоря, собранном на одном валу и контактных кольца со щетками. Машина может работать как двигателем, так и генератором.*

Недостатком машин постоянного тока является наличие коллектора. Щеточно-коллекторный узел требует систематического обслуживания, для улучшения коммутации приходится усложнять конструкцию постановкой дополнительных полюсов и компенсационных обмоток. Схема вентильно-индукторных машин предусматривает коммутацию фаз полупроводниковыми приборами, это также усложняет конструкцию.

Известная машина с электронной коммутацией серии SRM (Switched Reluctance Motor) отличается простотой конструкции и малой удельной массой меди. Этот двигатель имеет колоссальные преимущества перед другими – он бесколлекторный. Но бесколлекторность обеспечена установкой сложнейшего элемента – быстродействующей микропроцессорной системы управления, которая значительно удорожает машину.

Двигатель типа SRM имеет другой недостаток. Неразрывная взаимная связь электромеханического преобразователя, силового блока и микропроцессора осложняет эксплуатацию и снижает надежность работы системы. Кроме того, двигатель имеет очень "мягкую" механическую характеристику. Приведенный в сообщениях к.п.д. двигателя не полностью характеризует эффективность системы, так как не учитывается микропроцессора.

Предложенная конструкция машины постоянного тока не имеет коллектора, но имеет три контактных кольца со щетками. На рис.1 приведен продольный разрез машины.

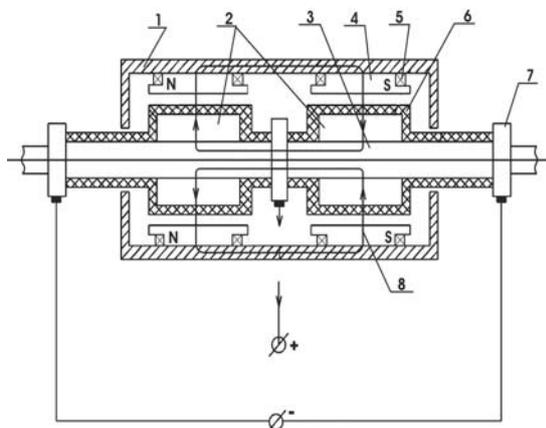


Рис.1. Продольный разрез машины

на одном валу 3. Вал изготовлен из ферромагнитного материала. Статор имеет четыре полюса 4 с обмотками возбуждения 5. Оба якоря имеют обмотки 6 стержневого типа (в виде "беличьей клетки"). Стержни обмоток электрически замкнуты с двух сторон и соединены с тремя контактными кольцами 7. Магнитные потоки 8 замыкаются через корпус статора, сердечники полюсов статора, сердечники якоря и ферромагнитный вал. Для обеспечения такой конфигурации потока статор имеет ферромагнитные пластины 1 (рис.2) и немагнитные вставки 2.

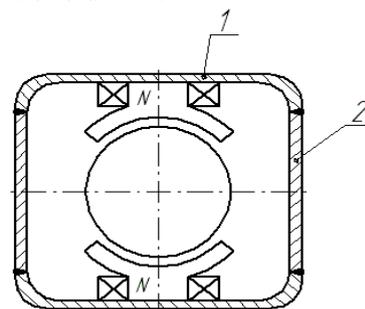


Рис.2 Поперечное сечение машины

Машина работает следующим образом. В режиме двигателя на обмотки возбуждения полюсов статора подается постоянное напряжение, таким образом, чтоб обеспечить обозначенное на рис.1 чередование полюсов. Создается магнитный поток 8, который направлен в одном ягоре из середины наружу, а в другом снаружи в середину машины. На контактные кольца подается постоянное напряжение и в стержнях обеих обмоток возникает встречные токи. Это приводит к возникновению электромагнитного момента в двух якорях в одну и ту же сторону. Регулировать скорость вращения вала можно как током якоря, так и током возбуждения.

Если машина работает генератором, вал вращается внешней силой, в стержнях обмоток индуцируется постоянная электродвижущая сила. Величину э.д.с. можно регулировать как током возбуждения, так и скоростью вращения вала.

Машина имеет статор 1 и два якоря 2, закрепленные

Поступила 20.10.03

## ОПРЕДЕЛЕНИЕ ВРЕМЕНИ НАГРЕВА КОМПЛЕКТНЫХ УСТРОЙСТВ ПРИ УСКОРЕННЫХ ТЕПЛОВЫХ ИСПЫТАНИЯХ НА ОСНОВАНИИ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ И ТЕОРЕТИЧЕСКИХ ТЕМПЕРАТУРНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Жорняк Л.Б.

Запорожский национальный технический университет

Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра "Электрические аппараты"

тел. (0612) 64-46-25, факс: 64-21-41

*Приведены результаты обработки экспериментальных данных тепловых режимов комплектных устройств, и предложен алгоритм расчета времени нагрева токопроводящего контура таких устройств при проведении различных режимов тепловых испытаний.*

*Наведено результати обробки експериментальних даних теплових режимів комплектних пристроїв, та запропонований алгоритм розрахунку часу нагріву струмопровідного контуру таких пристроїв при проведенні різноманітних режимів випробувань.*

Неотъемлемой частью современных систем энергоснабжения являются комплектные распределительные устройства (КРУ) и комплектные трансформаторные подстанции (КТП), которые позволяют осуществлять управление потоком энергии и защиту от аварийных режимов, а также размещать подстанции в небольших помещениях и защищать питающее оборудование от воздействия окружающей среды. Современные электрические подстанции комплектуются определенным набором ячеек КРУ, что позволяет создать распределительное устройство по одной из типовых схем на месте монтажа, повысить надежность работы всей электроустановки, а также уменьшить затраты активных материалов и трудоемкость монтажа.

При широком применении КРУ и КТП, особенно в передвижных составах и в судовых подстанциях, предъявляются повышенные требования к обеспечению их бесперебойной и долговременной работы, а также к их функциональным характеристикам и качеству в целом. Это должно гарантироваться в значительной мере правильной организацией испытаний электротехнических устройств с момента их разработки до освоения серийного производства, а затем регулярным проведением испытаний в процессе их промышленного выпуска [1-3]. Сам же процесс испытаний таких энергоемких устройств связан с большими затратами электроэнергии, а также времени и труда, что делает этот процесс дорогостоящим. К тому же в настоящее время на Украине существует только несколько действующих испытательных лабораторий энергоемких устройств, в частности в г. Запорожье и Харьков.

Одним из обязательных видов испытаний проектируемой и выпускаемой электротехнической продукции являются тепловые. Стоимость такого экономического показателя как смена проведения тепловых испытаний включает в себя затраты на электроэнергию, трудозатраты, стоимость эксплуатации оборудования, на котором производятся испытания, а также к этому добавляется стоимость перевозок самого испытуемого оборудования.

Возможность сокращения времени тепловых испытаний на одном оборудовании, особенно при необходимости проведения различных режимов испытаний, дает значительный экономический эффект. Поэтому сокращение времени проведения испытаний, особенно для проверки тепловых режимов низковольтных комплектных устройств является одной из главных задач при проектных работах и непосредственно при производстве и приемке готовой продукции.

В данной статье используется тепловая модель шкафов распределительных устройств электроэнергии, разработанная для анализа их температурных режимов и приведенная в [4]. Такая модель позволяет определить основные параметры ускоренных режимов тепловых испытаний, таких как ток, время и допустимая температура нагрева проектируемого или испытуемого аппарата. Это в свою очередь позволяет планировать проведение ускоренных тепловых испытаний комплектных устройств, таких как КРУ и КТП, с точки зрения минимизации материально-технических затрат и снижения сроков испытаний.

Алгоритм расчета постоянной времени нагрева комплектных устройств и времени для оптимизации проведения тепловых испытаний заключается в определении временных характеристик испытуемого комплектного устройства по двум или трем вариантам значений тока (варианты номинального и ускоренного режимов испытаний) для установившегося режима, которые предварительно рассчитываются с помощью тепловых схем замещения для этого устройства.

Алгоритм расчета состоит из следующих пунктов:

1. Введение исходных данных для расчета:

$\beta$  - термический коэффициент объемного расширения воздуха;

$\lambda$  - коэффициент теплопроводности воздуха;

$\nu$  - коэффициент кинематической вязкости воздуха;

$\chi$  - коэффициент температуропроводности воздуха;

$T_0$  - температура окружающей среды (воздуха);

$T_1$  – допустимая температура нагрева шинпровода по ГОСТ 8024-90;

$T_{уст1}$ - установившееся превышение температуры нагрева окружающей среды (воздуха), полученное по данным теплового расчета методом тепловых схем замещения для варианта протекания номинального тока;

$T_{уст2}$ - установившееся превышение температуры нагрева окружающей среды (воздуха), полученное по данным теплового расчета методом тепловых схем замещения для варианта протекания n-кратного тока по отношению к номинальному (второй вариант нагрузки);

$T_{уст3}$ - установившееся превышение температуры нагрева окружающей среды (воздуха), полученное по данным теплового расчета методом тепловых схем замещения для варианта протекания n-кратного тока по отношению к номинальному (третий вариант нагрузки);

$g$  – ускорение силы тяжести;

$H$  – определяющий размер шинпровода (высота);

$x$  – горизонтальное расстояние от шинпровода в направлении нормали;

$y$  – вертикальное расстояние вдоль шинпровода.

2. Вычисление значения  $\varphi$  по графику функции  $\Phi(\varphi)$  для заданных значений  $x, y$  по формуле:

$$\varphi = \frac{y}{5x} \cdot \left( \frac{9,81 \cdot \beta \cdot (x)^3 (T_1 - T_0)}{\eta \cdot \chi} \right)^{\frac{1}{4}}. \quad (1)$$

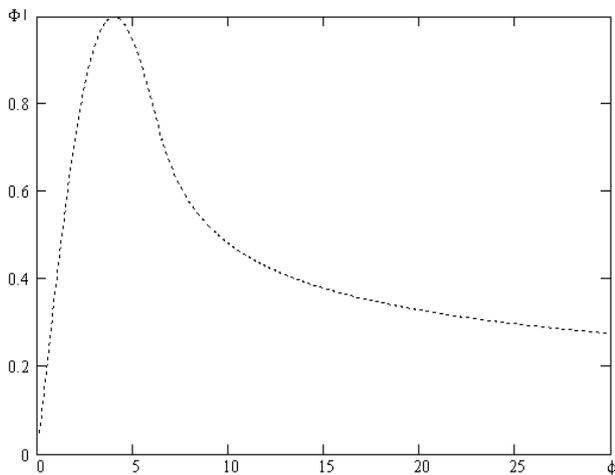


Рис. 1. Зависимость скорости нарастания безразмерной температуры  $\Phi = \partial\theta / \partial\eta$  от безразмерной толщины теплового пограничного слоя  $\varphi$  вблизи стенки, рассчитанная по системе уравнений (2) [4]

3. Определение значения  $\Phi$  по полученному значению  $\varphi$  (из ранее определенного закона распределения (2)) для значений на графике функций  $\Phi(\varphi)$  :

$$\begin{cases} \text{для } \varphi < 6,5 : \Phi(\varphi) = 0,25 \cdot \varphi \cdot \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\frac{\varphi}{4}\right)^2 - 1\right]; \\ \text{для } \varphi \geq 6,5 : \Phi(\varphi) = 0,085(\varphi - 4,9)^{-0,35}. \end{cases}$$

4. Получение значений функции для выражения  $\theta_{уст,i}(T_{уст,i}, \varphi) = \frac{1}{\Phi(\varphi)} \cdot \frac{T_{уст,i}}{T_1 - T_0}$ , используя разрабо-

танную в [4] зависимость  $\theta(\eta) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^\eta e^{-\eta^2} d\eta$

(см.рис.3),  $T(\eta, \varphi) = \theta(\eta) \cdot \Phi(\varphi) \cdot (T_1 - T_0)$ . Как видно, значение  $T_{уст,i}(\eta, \varphi)$  можно вычислить, используя заданные условия задачи  $\theta_{уст,i} = \frac{T_{уст,i}}{T_1 - T_0} = \frac{T_{уст,i}}{\Delta T}$ . Значение  $\Phi(\varphi)$  получено в п.3.

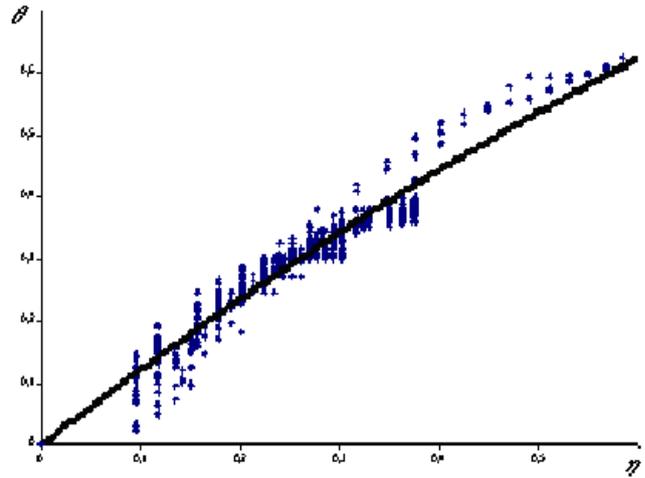


Рис. 2. Обобщенная экспериментальная интегральная кривая для всех токов нагрузки ПКТПБ

5. Построение графика функции превышения температуры в размерном виде для заданного по условию установившегося значения, используя зависимость, полученную автором в работе [4]:

$$T(x, y, t, T_{уст,i}) = \theta_{уст,i}(x, y, T_{уст,i}) \times \left[ \frac{\sqrt{\chi \cdot \frac{5}{\theta_{уст,i}(x, y, T_{уст,i})} \cdot t}}{H} \right] \cdot \Phi(\varphi) \cdot (T_1 - T_{ос}). \quad (2)$$

6. Определение реального времени  $t$  в секундах, необходимого для достижения текущей температуры на втором и третьем графиках  $T_2(x, y, t, T_{уст})$  и  $T_3(x, y, t, T_{уст})$  предельного значения установившейся температуры на первом графике, по условиям:  $T_2(x, y, t, T_{уст2}) = T_{уст1}$ ,  $T_3(x, y, t, T_{уст3}) = T_{уст1}$ .

Здесь необходимо исходить из того, что установившимся значением превышения температуры для номинального режима нагрузки можно считать значение, кратное  $0,98 \cdot T_{уст1}$  °С, достаточное для точности расчета с погрешностью до 5%. Отсюда в алгоритме сравнение текущего значения искомого превышения температуры происходит со значением  $0,98 \cdot T_{уст1}$  :

$$\begin{cases} T_2(x, y, t, T_{уст2}) = 0,98 \cdot T_{уст1}; \\ T_3(x, y, t, T_{уст3}) = 0,98 \cdot T_{уст1}. \end{cases}$$

7. Печать результатов расчета времени для двух вариантов протекания n-кратного тока в режиме перегрузки "t<sub>1</sub>=", "t<sub>2</sub>=", "t<sub>3</sub>=".

8. Построение графическим путем касательных к графикам превышения температур нагрева. Для этого графики из полученного файла расчета необходимо скопировать в какой-либо графический редактор (например, Paint Brush) и построить касательные для определения постоянной времени разрабатываемого или испытываемого устройства.

В качестве примера приведены результаты расчета для трех вариантов установившейся температуры T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> и T<sub>3</sub> (см. рис.3) по предложенному алгоритму расчета времени, необходимого для нагрева заданной координаты точки в объеме шкафа до заданной установившейся температуры. Как видно, время, необходимое для достижения температуры в установившемся режиме T<sub>уст1</sub> = 53°C при протекании номинального тока составляет t<sub>1</sub> ≈ 6·10<sup>4</sup> с, при условии, что постоянная времени всего устройства равна, как видно из графика τ ≈ 1·10<sup>4</sup> с. Время, необходимое для достижения температуры в установившемся режиме T<sub>уст1</sub> = 53°C при протекании n-кратного тока при неустойчивом режиме (T<sub>2</sub> = 80°C), составит всего t<sub>2</sub> = 1,591·10<sup>4</sup> с. Аналогично определяется время, необходимое для достижения температуры в установившемся режиме T<sub>уст1</sub> = 53°C при протекании n-кратного тока при неустойчивом режиме при неустойчивом режиме (T<sub>3</sub> = 120 °C), которое составит t<sub>3</sub> = 8,977·10<sup>3</sup> с.

7. Рекомендации по оптимизации проведения ускоренных тепловых испытаний.

Перед проведением ускоренных тепловых испытаний необходимо провести следующие расчеты:

-рассчитать температуру нагрева в установившемся режиме для номинального тока комплектного устройства с помощью методики тепловых схем замещения, как наиболее точной.

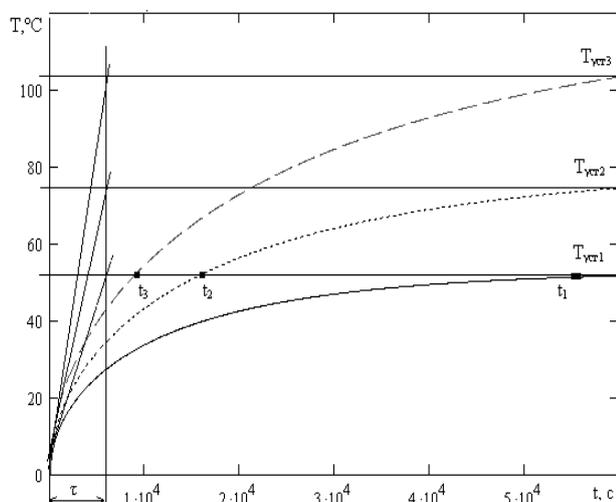


Рис.3. Результаты расчета для трех вариантов установившейся температуры T<sub>1</sub>, T<sub>2</sub> и T<sub>3</sub> по предложенному алгоритму расчета времени

- рассчитать температуру нагрева в установившемся режиме для n-кратного тока (например, 1,2...1,5·I<sub>н</sub>) комплектного устройства с помощью методики тепловых схем замещения, как наиболее точной.

- построить по полученной автором закономерности нагрева для комплектных устройств три варианта кривых нагрева для неустойчивого режима (при протекании номинального и двух вариантов n-кратного тока) с помощью предложенного автором алгоритма.

- определить постоянную времени нагрева на основании полученных графиков.

- определить длительность протекания n-кратного тока для достижения установившейся номинальной температуры с помощью предложенного автором алгоритма.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Петин О.В., Щербаков Е.Ф. Испытание электрических аппаратов: Учеб.пособие для вузов по спец. «Электрические аппараты» . – М.: Высш.шк., 1985. – 215с.
- [2] Дзербицкий С. Испытания электрических аппаратов. Пер.с польского. Под ред. О.Б.Брона. – Л.: Энергия, 1977. – 204с.
- [3] Намитков К.К. Испытания аппаратов низкого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 248с.
- [4] Асатурян А.Ш., Жорняк Л.Б., Бояринцева Е.В. Об оптимизации температурных режимов в электрических аппаратах// Электротехника і Електромеханіка. – 2003. – №1. – С. 5-10.
- [5] Винарский М. С., Лурье М. В. Планирование эксперимента в технологических исследованиях. – К: Техника, 1975. – 168 с.

Поступила 15.01.2004

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТЕПЛООБМЕНА В ДИСКОВЫХ ОБМОТКАХ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Козлов В.В.

Запорожский национальный технический университет  
Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского, 64, ЗНТУ, кафедра "Теоретической и общей электротехники",  
тел. (0612) 69-83-04

*Розглянуто використання методу кінцевих елементів для розрахунку процесів теплообміну в дискових обмотках силових трансформаторів. Розрахунки здійснюються з урахуванням наскрізної течії олії в горизонтальних каналах. Розглядаються причини виникнення наскрізних течій.*

*Рассмотрено использование метода конечных элементов для расчета процессов теплообмена в дисковых обмотках силовых трансформаторов. Расчеты проводятся с учетом сквозного течения масла в горизонтальных каналах. Рассматриваются причины возникновения сквозных течений.*

Тепловые процессы в трансформаторах относятся к числу тех важных факторов, которые определяют оптимальность проектирования и эксплуатации, как всего трансформатора, так и его отдельных узлов. Значение величины максимальной температуры обмотки определяет степень старения изоляции и, в конечном итоге, определяет срок службы трансформатора.

Сложная система вертикальных и горизонтальных каналов значительно затрудняет рассмотрение явления теплообмена. В технической литературе этот вопрос освещен недостаточно полно [1-5]. Обычно приводятся самые общие соображения о характере течения и тепловых процессах в масле, заполняющем горизонтальный канал. В тоже время эти процессы в радиальных каналах достаточно специфичны и это самым существенным образом отражается на конечных результатах расчетов.

Исследование крупных моделей, у которых горизонтальные каналы имеют связь с вертикальными каналами большой длины, показало, что в этом случае всегда возникают поперечные потоки масла. Направление движения масла зависит от ряда факторов. При несимметричном охлаждении, т.е. если масло на вертикальных поверхностях обмоток имеет различную температуру, в горизонтальном канале возникает продольный градиент давления, вызывающий устойчивое движение масла по каналу. Другие факторы, обуславливающие поперечное движение масла: отклонение плоскости от горизонтали, неодинаковая ширина вертикальных каналов, дополнительный нагрев одного из вертикальных каналов – являются случайными и могут быть учтены при расчете только статистически.

Благодаря наличию радиальных каналов температура в обмотках существенно выравнивается. При этом роль горизонтальных каналов сводится именно к выравниванию температуры по радиусу катушек. Все тепло из обмотки должно выйти в вертикальные каналы вне зависимости от того, имеются ли в ней радиальные каналы или нет. То есть на циркуляцию масла в трансформаторе и на его среднюю температуру наличие горизонтальных каналов влияет незначительно.

Несмотря на то, что скорость масла в горизонтальных каналах мала, их роль в охлаждении силовых трансформаторов существенна.

Для того чтобы убедиться в этом и оценить роль движения в горизонтальных каналах воспользуемся методом размерностей. Уравнение теплопереноса имеет вид:

$$W \cdot \frac{dt}{dy} = a \cdot \frac{d^2t}{dx^2} \quad (1)$$

где  $a = \frac{\lambda}{C_p \cdot \rho}$  - коэффициент температуропроводности для трансформаторного масла, м<sup>2</sup>/с.

Представим уравнение в безразмерном виде. Для этого достаточно ввести безразмерные координаты  $x'$ ,  $y'$ . В качестве характерных размеров удобно принять по координате  $x$  ширину горизонтального канала  $h_2$ , по координате  $y$  - полудлину канала  $0.5 \cdot L$  (половину радиального размера обмотки). Тогда уравнение (1) в безразмерном виде примет вид:

$$\frac{2 \cdot W \cdot h_2^2}{a \cdot L} \cdot \frac{dt}{dy'} = \frac{d^2t}{dx'^2} \quad (2)$$

Величина безразмерного комплекса  $\frac{2 \cdot W \cdot h_2^2}{a \cdot L}$  показывает во сколько раз эффективность конвективного теплопереноса эффективнее переноса тепла с помощью теплопроводности. Пусть их эффективность соизмерима. В этом случае порядок комплекса равен единице. Скорость течения при таком условии будет составлять величину порядка:

$$W_y = \frac{a \cdot L}{2 \cdot h_2^2} \approx 10^{-4} \text{ м/с} \quad (3)$$

Отсюда следует вывод, что даже при скоростях движения масла в горизонтальных каналах порядка  $10^{-4}$  м/с влияние конвективного теплопереноса соизмеримо с теплопереносом путем теплопроводности. Если скорость движения составляет порядка  $10^{-3}$  м/с, то влияние конвективного теплопереноса значительно превышает действие теплопроводности. Теплопроводность становится существенной только вблизи стенок горизонтального канала, где охлаждающая жидкость малоподвижна, так что этот слой жидкости можно рассматривать как "твердую" теплоизолирующую

щую поверхность. В самом канале при таких значениях скоростей влиянием теплопроводности можно пренебречь. Таким образом, масло с точки зрения переноса тепла нигде нельзя считать неподвижным. Даже его незначительное движение приводит к теплопереносу, превышающему влияние теплопроводности.

При полностью симметричных условиях охлаждения сквозных течений в горизонтальных каналах не возникает. В то же время проведенные эксперименты показывают, что в реальных трансформаторах такие течения всегда наблюдаются. Причиной такого явления может быть только наличие перепада давления на внутреннем и внешнем участках радиальных каналов. Объясняется это тем, что в силу различных причин охлаждение обмоток несимметрично. Например, можно допустить, что каналы, обрамляющие обмотку различны по ширине. Это приведет к тому, что распределение температуры не будет симметричным, а, следовательно, кривые давления во внешних и внутренних каналах не совпадут. Под действием разности температур (и давлений) возникает продольное течение вдоль всего горизонтального канала.

В связи с этим в процессе расчета рассматривалась картина движения масла в горизонтальном канале, допускающая протекание масла вдоль всего горизонтального канала и получаемая в результате наложения как сил давления, обуславливающих принудительное течения масла, так и гравитационных сил, приводящих к появлению свободного конвективного движение. Решение задачи удобно выполнять с использованием метода наложения.

При моделировании температурного поля и поля скоростей учитывалось, что любая пара последовательно соединенных катушек, из образующих дисковую обмотку, имеет подобную геометрию полей. Поэтому достаточно рассмотреть поле для пары катушек и канала между ними (рис.1). При этом учитывалось наличие в вертикальных каналах температурного пограничного слоя.

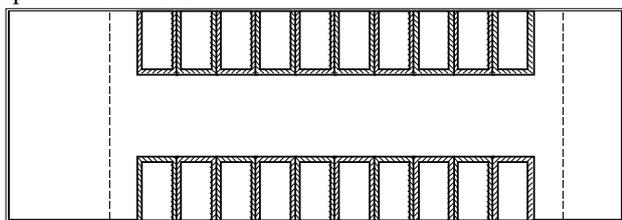


Рис. 1. Рассматриваемый участок дисковой обмотки (пунктиром показаны границы температурного пограничного слоя)

Расчет распределения давления в горизонтальных и вертикальных каналах проводился методом конечных элементов. Перепад давления масла по высоте вертикальных каналов одинаков (рис.2)

Как видно из приведенных расчетов горизонтальная составляющая градиента давления, обусловленного работой насоса, имеет различное направление в верхней и нижней частях горизонтального канала. На высоте равной половине ширины горизонтального канала ее величина равна нулю. Поэтому при определении скорости течения в конкретном сечении канала нулевые граничные условия первого рода при-

нимаем на границах канала (поверхностях прилегающих катушек) и на высоте  $0.5 \cdot h_z$ .

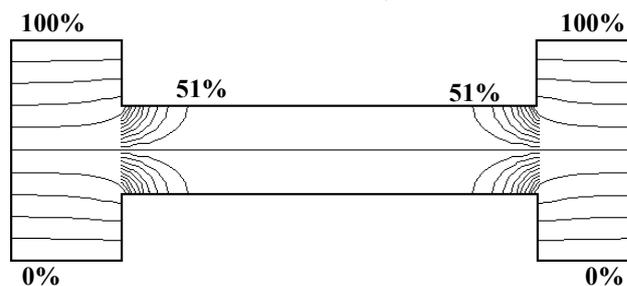


Рис. 2. Изобары распределения давления масла при обтекании профиля дисковых обмоток (в процентах от перепада давления на участке)

Второй причиной появления течения в горизонтальном канале является свободное движение масла под воздействием градиента давления, создаваемого за счет разности плотностей масла в различных сечениях канала и определяемого по формуле и направленного от точки :

$$\frac{dp}{dn} = \rho_o \cdot g \cdot \beta \cdot \Delta t_n \quad (4)$$

где  $\Delta t_n$  - максимальная разность температур масла на границах горизонтального и вертикальных каналов, град.

Как показал предварительный расчет, проведенный для вертикальных каналов, наибольший нагрев соответствует верхней точке горизонтального канала со стороны внешней части катушки, а наименьший - нижней точке с внутренней стороны. Таким образом, направление  $n$  расположено под некоторым углом  $\alpha$  к горизонтали. Поэтому радиальная составляющая градиента давления, обуславливающая продольное движение масла, определяется по формуле:

$$\frac{dp}{dy} = \frac{dp}{dn} \cdot \cos \alpha \quad (5)$$

Величину  $\cos \alpha$  определяем исходя из геометрических размеров горизонтального канала:

$$\cos \alpha = \frac{L}{\sqrt{h_z^2 + L^2}} \quad (6)$$

Направление радиальной составляющей градиента давления, создаваемого за счет разности плотностей масла, остается неизменной на протяжении всего горизонтального канала. Поэтому при определении скорости течения в конкретном сечении канала нулевые граничные условия первого рода принимаем на границах канала (поверхностях прилегающих катушек).

Составляющая скорости  $W_y$ , обусловленная свободной конвекцией масла при неизменной вязкости, распределяется вдоль любого сечения по параболическому закону. Использование метода наложения позволяет определить скорость течения масла в горизонтальном канале под воздействием обоих факторов. Общая картина течения масла изображена на рис.3.

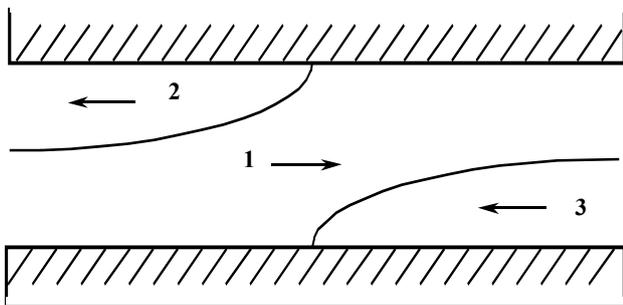


Рис. 3. Картина течения масла в горизонтальном канале при наличии сквозного продольного движения масла

Эту картину можно разбить на три характерных участка. На 1-ом участке возникает сквозное движение масла от внутреннего вертикального канала к внешнему. При этом часть масла возвращается обратно во внутренний канал благодаря наличию 2-го участка. С другой стороны из внешнего вертикального канала масло также попадает внутрь горизонтального канала по 3-му участку и снова возвращается в канал по 1-му участку. На границах между участками радиальные (но не осевые) составляющие скорости течения масла равны нулю.

Результаты расчета радиальной составляющей скорости движения масла, обусловленного принудительной циркуляцией и свободной конвекцией для различных сечений представлены на рис. 4.

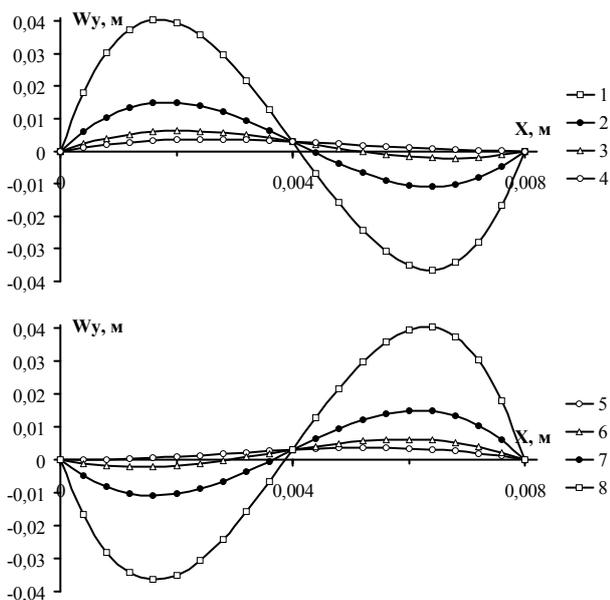


Рис. 4.5. Распределение радиальной составляющей скорости движения масла, обусловленного принудительной циркуляцией и свободной конвекцией в различных сечениях горизонтального канала

Для определения осевой составляющей скорости масла на каждом участке были рассчитаны вертикальные составляющие давления масла в горизонтальном и вертикальных каналах. Численное значение  $W_x$  по этим данным определить невозможно, так как неизвестно гидравлическое сопротивление каналов.

Однако, зная расход масла через обмотку и распределение давления, осевую составляющую скорости движения масла можно определить следующим

образом. Скорость течения  $W_x$  пропорционально давлению:

$$W_{x_i} = k_w \cdot \frac{\Delta p_i}{\Delta x} \quad (7)$$

где  $k_w$  - коэффициент пропорциональности, учитывающий гидравлическое сопротивление,  $\text{м}^4 \cdot \text{н}^{-1} \cdot \text{с}^{-1}$ .

Так как рассматриваемое сечение разбивалось на равные конечные элементы, то средняя скорость в этом случае равна:

$$\bar{W}_x = \frac{\sum_{i=0}^G W_{x_i}}{G} \quad (8)$$

где  $G$  - число точек разбиения.

Общий расход масла через обмотку пропорционален радиальному размеру рассматриваемого сечения:

$$Q = \rho \cdot \bar{W}_x \cdot h_k \cdot (h_g + L + h_n) \cdot N_v \quad (9)$$

где  $N_v$  - число внешних (внутренних) вертикальных каналов.

Сопоставление формул (4.10-4.12) позволяет определить коэффициент пропорциональности  $k_w$ :

$$k_w = \frac{Q \cdot G}{\rho \cdot h_k \cdot (h_g + L + h_n) \cdot N_v \cdot \sum_{i=0}^G W_{x_i}} \quad (10)$$

Знание величины коэффициента пропорциональности  $k_w$  и вертикальных составляющих давления масла позволяет вычислить осевую составляющую скорости масла.

На основании расчета радиальной и осевой составляющей определяем значение скорости масла внутри горизонтального канала для каждой рассматриваемой точки:

$$W_i = \sqrt{W_{x_i}^2 + W_{y_i}^2} \quad (11)$$

Результаты расчета поля скорости течения трансформаторного масла в горизонтальном канале являются основой для определения температурного поля внутри обмотки.

С целью упрощения дальнейших расчетов для учета переноса тепла, как за счет теплопроводности, так и конвективного теплопереноса вводилось понятие эквивалентной теплопроводности:

$$\lambda_{экв_i} = \lambda_3 + C_p \cdot \rho \cdot W_i \cdot \chi \quad (12)$$

где  $\chi$  - шаг по пространственной координате, м.

Величины коэффициента теплопроводности  $\lambda_3$ , удельной изобарной теплоемкости  $C_p$  и удельной плотности трансформаторного масла определялись, исходя из средней температуры масла на рассматриваемой высоте обмотки. Эти значения принимались неизменными по всему расчетному сечению.

Внутри горизонтального канала выделялись области, для каждого из которых эквивалентная теплопроводность принималась постоянной. С целью упрощения ввода информации и ускорения расчета весь диапазон изменения эквивалентной теплопроводности при этом разбивался на 5 интервалов.

Внутри каждого выделенного участка эквивалентная теплопроводность определялась как среднеарифметическая величина удельных теплопроводностей полученных для каждой точки:

$$\lambda_{эквj} = \frac{\sum_{i=1}^k \lambda_{эквi}}{k} \quad (13)$$

где  $k$  - число расчетных точек, входящих в данный участок;  $j$  - номер рассматриваемого участка.

Диапазон изменения эквивалентной теплопроводности очень велик. На стенках канала, где скорость течения масла  $W=0$  м/с, ее величина определяется только теплопроводностью масла и составляет при рассматриваемой температуре  $\lambda_3=0.125$  Вт/(мград). Внутри канала ее величина определяется в основном влиянием конвективного теплопереноса. При скорости  $W = 0.1$  м/с и величине шага  $\chi = 10^{-3}$  м произведение  $C_p \cdot \rho \cdot W \cdot \chi = 160$  Вт/(мград). В связи с этим интервалы разбиения выбирались по логарифмической шкале.

Это позволяет найти распределение температур внутри дисковой обмотки, решив задачу теплообмена теплопроводностью методом конечных элементов.

На границах температурного пограничного слоя задавались граничные условия первого рода:

$$t = t_{ex} \quad (14)$$

где  $t_{ex}$  - температура масла на входе в вертикальные каналы, град.

Определение границы температурного пограничного слоя проводилась в соответствии с методикой изложенной в [5].

Проверялись три метода учета эквивалентной теплопроводности:

- с учетом радиальной и осевой составляющих (раздельный метод);
- с учетом только радиальной (упрощенный метод);
- с учетом полной эквивалентной теплопроводности (общий метод).

Первый метод наиболее точный, но в этом случае число уравнений увеличивается вдвое, а следовательно, увеличивается время, затрачиваемое на ввод информации и решение полученной системы.

Несколько менее точные результаты получаются во втором случае. В третьем случае максимальная температура обмотки оказывается заниженной. Это можно объяснить тем, что перепад температур между двумя соседними катушками незначителен и теплопередачи от одной катушке к другой практически не происходит. Поэтому радиальная составляющая эквивалентной теплопроводности влияет на распределение температур больше, чем осевая.

Сравнительные расчеты этой, также других обмоток [3, 4] показывают, что отличие расчетных и измеренных значений максимальной температуры не превышает 5...7% для раздельного метода и 6...9% для упрощенного.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В работе описана математическая модель для расчета стационарного температурного поля дисковых обмоток силовых трансформаторов. Данная модель базируется на общих закономерностях гидродинамики и теплообмена.

2. Введение эквивалентного коэффициента теплопроводности позволяет с достаточной точностью рассчитать процесс теплообмена катушек при смешанной (как вынужденной, так и естественной) конвекции трансформаторного масла в горизонтальных каналах.

3. Использование предлагаемой модели позволяет определить максимальную температуру обмотки, что необходимо согласно рекомендациям МЭК [6] при расчете нагрузочной способности трансформатора.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Готтер Г. Нагревание и охлаждение электрических машин. – М.: Госэнергоиздат, 1961. – 480 с.
- [2] Киш Л. Нагрев и охлаждение трансформаторов. – М.: Энергия, 1980. – 256 с.
- [3] Воронков Б.Н., Игонин А.И. Расчет температурных полей и местной теплоотдачи в радиальных каналах обмоток тяговых трансформаторов. // Сборник научных статей НИПТИ систем планирования и управления в электропромышленности, 1971, вып.13, с.56-61.
- [4] Коздоба Л.А., Круковский П.Г. Методы решения обратных задач теплопереноса. – Киев, Наукова думка, 1982. – 380 с.
- [5] Козлов В.В. Расчет максимальной температуры обмоток силовых трансформаторов методом конечных элементов. // Электротехника і Електромеханіка. – Харків, - 2003. - №1. – С. 49-52.
- [6] Публикация МЭК №354. Руководство по нагрузке силовых масляных трансформаторов.

Поступила 18.10.2003

## ЗАДАЧИ СВАРКИ В МАГНИТНЫХ ПОЛЯХ

Лебедев В.А., к.т.н.

Институт электросварки им. Е.О. Патона НАН Украины  
Украина, 03680, Киев-150, ул. Боженко, 11

*Розглянуто процеси дугового зварювання металевих конструкцій в зовнішньому поперечному магнітному полі з перенесенням електродного металу через дугу і без перенесення. Проведена оцінка індукції зовнішнього магнітного поля, що дозволяє розраховувати технічні засоби, які ослаблюють дію поля.*

*Рассмотрены процессы дуговой сварки металлических конструкций во внешнем поперечном магнитном поле с переносом электродного металла через дугу и без переноса. Проведена оценка индукции внешнего магнитного поля, позволяющая рассчитывать технические средства, которые ослабляют действие поля.*

Проблема сварки в магнитных полях не нова. С ней постоянно сталкиваются сварщики стальных и алюминиевых металлоконструкций. В большей части наличие магнитных полей, влияющих на процесс сварки, является следствием прохождения по свариваемым конструкциям сварочного тока [1]. Это, как правило, обуславливается неудачным или просто неправильным подключением или подводом питания от источника сварочного тока, а также остаточной намагниченностью свариваемого изделия. Для исключения влияния магнитных полей ("магнитного дутья") на устойчивость горения дуги разработан ряд приёмов, заключающихся в использовании пассивных и активных действий, описанных в литературе (например [2]). При этом под пассивными действиями, в основном, понимают рациональное размещение мест подключения кабелей от источников сварочного тока. Активные действия предусматривают элементы размагничивания стальных металлоконструкций, где проводятся сварочные работы.

По иному обстоят дела на объектах, которые имеют не остаточные проявления магнитных полей, а являются их источниками. С такими объектами сталкиваются, например, при монтажных и ремонтных работах на действующих алюминиевых шинопроводах энергоёмких и энергогенерирующих предприятий. Типичными предприятием такого рода являются предприятия цветной металлургии, где производство металла осуществляется путём электролиза исходного сырья. К числу указанных предприятий относятся алюминиевые заводы и заводы по производству магния. В последнее время нужды таких предприятий по ремонту и монтажу алюминиевых шинопроводов предопределили необходимость поиска технических решений, позволяющих выполнять сварочные работы без отключения нагрузки, т.е. в процессе работы электролизёра. Такая необходимость обусловлена отчасти техническими проблемами (изменение режимов электролиза при отключении электролизёра) и экономическими соображениями, суть которых в существенном снижении объёма производимого, достаточно дорогого металла (алюминий, магний).

Целью настоящей работы является определение условий, при которых возможна сварка в магнитных полях, а также изыскание технических средств, позволяющих снизить уровень воздействия этих полей до приемлемой величины, позволяющих получить устойчивые режимы сварки, в частности с использованием дугового механизированного оборудования – полуавтоматов.

Исследовательская и конструкторская работа по

решению задачи сварки в магнитных полях базировалась на следующих объектах:

- стальные пластины с различными вариантами наложения магнитных полей от постоянных магнитов;
- алюминиевые центральные шинопроводы (токи до 200 кА);
- шинопроводы, которые осуществляют подвод энергии непосредственно к катодным или анодным узлам электролизёров (токи – несколько десятков кА).

На рис.1 показан участок плоского (основной тип геометрии шинопроводов) шинопровода электролизёра. Очевидно, что магнитное поле напряжённостью  $H$  образуется вокруг проводника с током  $I$ .

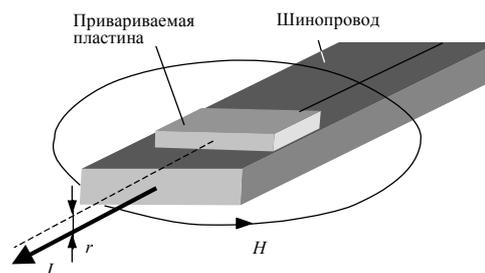


Рис. 1. Представление магнитного поля в шинопроводе электролизёра

С достаточной для дальнейших расчётов точностью можно принять, что для шинопроводов (проводники больших сечений – порядка 60x250 мм) направления силовых линий магнитного поля параллельно их плоскостям, а напряжённость в любой точке пространства вокруг шинопровода можно определить в виде [3]

$$H = I/2\pi r, \quad (1)$$

где  $r$  – расстояние до точки в пространстве вокруг проводника, в которой определяется магнитное поле.

Очевидно, что рассматриваемое магнитное поле по отношению к сварочной дуге в интересующих нас объектах – шинопроводах можно рассматривать как поперечное стационарное магнитное поле. Можно дополнительно отметить, что аналогичные задачи по сварке в магнитных полях необходимо решать в случаях текущего ремонта стальных корпусов электролизёров как в действующих объектах, так и при капитальных ремонтах при демонтаже корпуса и с наличием эффектов остаточной их намагниченности.

Существует несколько гипотез, описывающих физические явления при взаимодействии магнитного поля и дуги [4]. В работе [5] определено, что стационарно горящую сварочную дугу вполне можно рассматривать как гибкий проводник с током в магнит-

ном поле. Мы, основываясь на результатах физического моделирования процесса взаимодействия магнитного поля со сварочной дугой, наблюдениях за поведением дуги при реальных процессах сварки стационарной дугой в магнитном поле, также придерживаемся этой гипотезы. При этом, согласно [3], на дугу действует усилие  $F$ , определяемое следующим уравнением

$$F = I_{\delta} B l, \quad (2)$$

где  $I_{\delta}$  – ток дуги;  $B$  – электромагнитная индукция;  $l$  – длина дуги.

Учитывая что напряжённость магнитного поля  $H$  и его индукция  $B$  связаны соотношением

$$B = \mu_0 H, \quad (3)$$

где  $\mu_0$  – магнитная постоянная ( $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м) и приняв во внимание (1), выражение (2) перепишем в следующем виде

$$F = \frac{\mu_0 I_{\delta} l}{2\pi r}, \quad (4)$$

В упомянутой работе [5] выведено выражение, которое определяет величину отклонения стационарной сварочной дуги в магнитном поле

$$\sin \alpha = k H I_{\delta} / I_{\delta}^2, \quad (5)$$

где  $\alpha$  – угол отклонения стационарно горящей дуги под действием магнитного поля, отсчитываемый от положения дуги, занимаемого её без воздействия магнитного поля;  $k$  безразмерный коэффициент, зависящий от материала электрода и свариваемого металла, защитной среды. Коэффициент  $k$ , определяемый по методикам работы [5] для сварки неплавящимся электродом составляет величину 4...6.

В уравнении (5) величина  $H I_{\delta}$  – соответствует силе, которая отклоняет дугу как проводник с током в магнитном поле.  $I_{\delta}^2$  – определяет силу электродинамического течения плазменной струи, противодействующей силе взаимовлияния внешнего магнитного поля (ВМП) и поля дуги как проводника с током. Можно заметить, что величина, противодействующего влияния дуги на её деформацию в магнитном поле соответствует тому же соотношению, что и давление дуги  $P$ , определённое американскими исследователями ещё в 1932 в работе [6] в виде

$$P = k_1 I_{\delta}^2, \quad (6)$$

где  $k_1$  – коэффициент, зависящий от ряда факторов, в том числе существенных, среды, материала электродов, длины дуги и др.

Справедливость вывода (6) подтверждено рядом последующих исследований и, практически прямо свидетельствует о корректности выражения (5).

В работе [5] показано, что отклонение дуги в пределах

$$\alpha \leq 45^{\circ}, \quad (7)$$

можно считать необходимым условием устойчивого горения дуги. Однако наши исследования по полуавтоматической сварке (сварка без коротких замыканий дугового промежутка) алюминия в среде аргона, сварке сталей в среде углекислого газа показывают, что при существенных отклонениях дуги наблюдается ещё одно отрицательное явление – появление в сварочном шве несплошностей (газовые полости). Эти явления для сварки неплавящимся электродом описа-

ны и проанализированы в работе [7]. Учитывая возможные отклонения дуг относительно больших длин (6...8 мм) от свариваемого стыка, которые приводят к изменению характера переноса электродного металла (в основном из-за изменения длины дуги и соотношения сил при формировании капли), условие (7) необходимо ужесточить, по крайней мере, до рекомендованной в указанной работе величины

$$\alpha \leq 15^{\circ} \dots 20^{\circ}, \quad (8)$$

Физическое моделирование процесса полуавтоматической сварки стационарной дугой алюминия в среде аргона с воздействием на дугу поперечного магнитного поля подтверждает справедливость условия (7). Металлографические исследования шва, полученного при рассмотренном моделировании по условию (8), показали, что структура металла достаточно однородная и плотная.

Учитывая вышеизложенное, а также выводы (3), (5), (8), можно считать, что предельное значение индукции поперечного ВМП  $B_1$  при процессах сварки стационарной дугой определяется выражением

$$B_1 \leq \frac{0,3\mu_0 I_{\delta}}{kl}, \quad (9)$$

Выражение (9) может служить основой для обоснованного выбора и расчёты средств защиты (экранирования) стационарной сварочной дуги, т.е. реализации определённых сварочных процессов в условиях действия внешних поперечных магнитных полей.

Вышеизложенное, в основном, можно использовать в процессах сварки, где нет переноса через дугу электродного металла. Как показывает опыт, и дальнейшие исследования процесса сварки в магнитных полях несколько по иному происходит горение дуги и перенос электродного металла в случае коротких замыканий дугового промежутка. На основании экспериментальных данных, полученных при исследовании на физической модели процесса механизированной сварки электродными проволоками типа СВ08Г2С диаметрами 0,8...1,2 мм с короткими замыканиями дугового промежутка, рассмотрения результатов сварки, визуальных наблюдений, рационального анализа удалось получить следующую картину дугового процесса в поперечном магнитном поле с переносом электродного металла в период короткого замыкания дугового промежутка. Как известно [8] укрупнённо процесс переноса с короткими замыканиями можно разделить на три основные стадии: образование и рост капли; соприкосновение капли с ванной и её втягивание в ванну; отделение капли от электрода. При сварке в магнитном поле относительно полноценной является только первая стадия – образование и рост капли. Далее в период приближения капли к жидкой ванне (в данном случае прослойке жидкого металла свариваемого изделия) и короткого замыкания происходит резкое отбрасывание расплавленной капли в направлении, соответствующем известному правилу левой руки. При этом также происходит захват и выброс металла жидкой прослойки. Далее опять следует возбуждение дуги и рост капли. Результаты такого процесса показаны на фотографиях рис. 2 и подтверждают вышеприведённое описание процесса.

Объясняется такой ход процесса следующим образом.

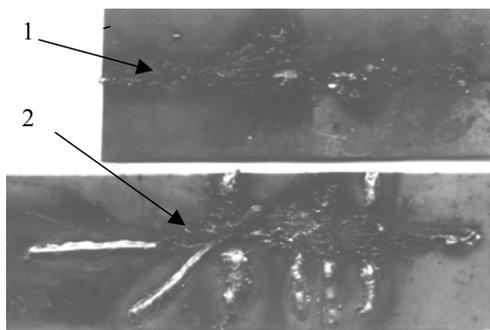


Рис.2. Результаты физического моделирования процесса механизированной сварки в углекислом газе с воздействием поперечного магнитного поля, получаемого от постоянных магнитов: 1-силовые линии поля вдоль направления сварки; 2-силовые линии поля поперёк направления сварки

При возбуждении дуги её параметры (длина, ток) создают условия, которые способны оказывать сопротивление воздействию ВМП, и эта фаза переноса относительно устойчива. Далее за счёт роста капли происходит сокращение дугового промежутка и некоторая стабилизация горения дуги. При касании капель электродного металла жидкой прослойки металла, возникшей как результат устойчивого горения дуги, снижается электрическое сопротивление между электродами (электродная проволока – металл) и экспоненциально возрастает ток  $I_0$ . Сопротивление дуги деформирующему её воздействию ВМП резко понижается до исчезновения (отсутствует дуга) и в этот момент электроды вместе с каплей жидкого электродного металла и жидкой прослойкой металла изделия представляют собой “чисто” проводник с током в магнитном поле с известной по выражению (4) силой взаимодействия, выбрасывающей жидкие металлы из зоны горения дуги. Анализ выбросов жидкого металла, их соотношение также подтверждает предложенное выше описание механизма взаимодействия дугового процесса с короткими замыканиями дугового промежутка и внешним магнитным полем.

Для выбора средств защиты процесса сварки с короткими замыканиями дугового промежутка от вредного (в данном случае) воздействия поперечного ВМП необходимо знать условия, при которых указанный процесс будет устойчивым, т.е. не зависеть от действия магнитного поля. Это условие можно вывести в случае определения силовых параметров, при которых жидкая перемычка – капля электродного металла и жидкая прослойка будут представлять собой единое целое. Опираясь на результаты исследований, изложенных в работах [9], [10], можно утверждать, что основной силой, которая удерживает вышеописанную связку – перемычку, является сила поверхностного натяжения расплавленного металла. Можно предположить, что в основном отрыв жидкого металла происходит ближе к торцу плавящейся электродной проволоки. Это предположение базируется на следующих заключениях. При анализе результатов физического моделирования сварки с короткими замыканиями дугового промежутка в магнитном поле определено, что вся прослойка жидкого металла вместе с каплей электродного металла оказывается вне места возбуждения дуги, т.е. не отмечено разрыва капли и прослойки. На рис. 3 показана упрощённая схема перехода капли в ванну.

В процессе перехода капли в жидкую прослойку происходит утонение шейки капли у торца электрода

и возникшее при этом электродинамическое усилие (пинч-эффект) способствует разрыву перемычки жидкого металла именно у торца электродной проволоки. Весьма сложно первоначально оторвать каплю и прослойку от свариваемого металла из-за достаточно большой площади перехода капли в жидкий металл, хотя и такой вариант первоначального отрыва отбрасывать нельзя. Далее после отрыва перемычки от электрода и приданию ей определённого ускорения отрыв капли с прослойкой от металла происходит при более благоприятных условиях.

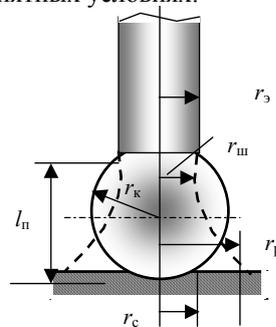


Рис.3. Схема перехода капли в ванну: радиусы:  $r_э$  – электрода,  $r_ш$  – шейки,  $r_к$  – капли,  $r_с$  – соприкосновения,  $r_р$  – растекания

Можно исследовать следующее обстоятельство – какой эффект оказывает большее влияние на силы поверхностного натяжения – радиус жидкого металла или температура? В этом случае очевидно, что у торца электрода радиус жидкой перемычки  $r_{ш} < r_р$ , но в это же время температура в месте слияния капли и ванны несколько выше (две жидкие фазы), чем у торца электрода (жидкая и твёрдая фазы). Однако для простоты дальнейшего рассуждения и получения оценочных результатов такое исследование в рамках настоящей работы выполнять не будем, так же, как и действие вышеуказанного электродинамического усилия учитывать не будем. Но в обязательном порядке при формировании окончательных выводов зависимость поверхностного натяжения от температуры учтём.

Давление, присутствующее в капле жидкого металла, можно определить как Лапласово давление  $P_l$  в виде

$$P_l = \sigma_{жс} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{2}{R_2} \right), \quad (10)$$

где  $\sigma_{жс}$  – поверхностное натяжение жидкого металла;  $R_1, R_2$  – главные радиусы кривизны в точке, охватываемой элементом поверхности.

Поверхностное натяжение в соответствии с работой [11] может быть определено по следующему уравнению

$$d\sigma_{жс} / dT = -K(\rho/\mu)^{2/3}, \quad (11)$$

где  $T$  – текущая температура в жидком металле,  $K$  – коэффициент ( $K = 2,1 \cdot 10^{-7}$  кг·м/С<sup>2</sup>·град),  $\rho, \mu$  – плотность и молекулярная масса электродного металла при температуре  $T$ .

Очевидно, что в начальный период касания капли поверхности расплавленной прослойки капля будет иметь форму, приближающуюся к форме шара. В этом случае сила поверхностного натяжения  $F_{пнк}$  может быть найдена следующим образом

$$F_{пнк} = 2\sigma_{жс}\pi r_э^2 / r_к, \quad (12)$$

где  $r_s$ ,  $r_k$  - радиусы главной кривизны, соответствующие радиусам электрода капли.

Сила поверхностного натяжения жидкого электродного металла  $F_{\text{нн}}$ , удерживающая жидкую перемычку у торца электродной проволоки, на основании уравнений (10), (11) и (12) и допущении того, что главные радиусы кривизны будут достаточно близки к радиусу электродной проволоки и радиусу шейки жидкой перемычки соответствие с работой [11] определяется следующим образом

$$F_{\text{нн}} = \frac{2K\pi r_s^2 (T_{\text{кр}} - T)}{r_{\text{ш}} (\mu/\rho)^{2/3}}, \quad (11)$$

где  $T_{\text{кр}}$  критическая (по правилу Гульберга  $T_{\text{кр}} = 3T_{\text{кп}}/2$ , где в свою очередь  $T_{\text{кп}}$  - температура кипения металла).

Если требуется строгое обоснование для определения главных радиусов кривизны жидкого металла определённых форм, то можно использовать методику, приведенную в работе [12]. Для оценочных расчётов, как показывает наш опыт, возможно использование выражения (13) с проверкой по данным, полученным экспериментально в работе [13].

Очевидно, что процесс сварки с короткими замыканиями дугового промежутка при действии поперечного магнитного поля будет устойчив при условии  $F < F_{\text{нн}}$ , или с учётом (2) и (13) предельное значение индукции  $B_2$  можно записать в виде

$$B_2 < \frac{2K\pi r_s^2 (T_{\text{кр}} - T)}{r_{\text{ш}} l_n I_d (\mu/\rho)^{2/3}}, \quad (14)$$

где  $l_n$  - длина жидкой перемычки (рис. 3).

Следует отметить, что существует большое число способов сварки плавящимся электродом, режимов её реализации, когда перенос электродного металла осуществляется без коротких замыканий. Это в частности относится к механизированной сварке алюминия. Однако и в этом случае при действии сильных магнитных полей наблюдается выброс расплавленных капель с фрагментами жидкой прослойки свариваемого материала. Такое явление, судя по результатам физического моделирования, носит регулярный характер как при процессе с короткими замыканиями, но при этом устойчивый дуговой процесс отсутствует. Наблюдаются регулярные возбуждения дуги с постоянным закорачиванием электродной проволоки на металл изделия и расплавлением участка проволоки и части жидкого металла с выбросом расплавленных частей за пределы предполагаемого места образования ванны. По всей видимости, этот процесс может быть исключён при выполнении условия близкого к (14).

Возможен процесс сварки во внешнем поперечном магнитном поле с переносом электродного металла через дугу без коротких замыканий, при этом индукция этого поля  $B_3$  в месте сварки должна определяться из условия

$$B_1 > B_3 > B_2, \quad (15)$$

Некоторое снижение требований к величине индукции магнитного поля, при которой возможна сварка с переносом электродного металла через дугу, можно объяснить, в том числе и экранирующим действием на стабилизирующее давление дуги капли расплавленного электродного металла. Не последнюю роль здесь играет и некоторое увеличение тока дуго-

вого процесса при переносе капли.

К числу технологических приёмов, способствующих повышению устойчивости процесса сварки с переносом электродного металла в магнитном поле, следует отнести сварку на малых режимах, сварку электродными проволоками малых диаметров, сварку с импульсной подачей электродной проволоки, когда ускорения в импульсе движения таковы, что обеспечивают принудительное перемещение капли в ванну. Однако вышеперечисленные приёмы зачастую малоэффективны в случае действия сильных магнитных полей и особых требований технологии. В этом случае требуется применение специальных технических средств, например экранов. Основаниями для выбора конструкции таких экранов являются условия (8), (14) и (15).

## ВЫВОДЫ

1. Обеспечение сварки, в том числе и механизированной, в магнитных полях, источником которых является ток технологического процесса - актуальная проблема с техническими задачами и экономическими результатами при получении устойчивого процесса сварки без отключения объекта сварки.

2. При выборе средств защиты дугового процесса от силового воздействия ВМП необходимо учитывать два важнейших обстоятельства: величину напряжённости поля и вид сварочного процесса, при этом, полученные аналитические модели, позволяют оценить необходимую степень снижения уровня напряжённости поля для получения устойчивого процесса.

## ЛИТЕРАТУРА

- [1] Корольков П.М. Природа и методы устранения магнитного дутья при сварке // Сварочное производство. - 1998. - №5. - С. 6-8.
- [2] Щетинина В.И., Щетинин С. В. Регулирование электромагнитного поля сварочного контура при сварке труб // Сварочное производство. 2000. - №6. - С. 3-7.
- [3] Зильберман Г.Е. Электричество и магнетизм. М.: Наука, 1970. - 383 с
- [4] Таран В.Д., Гаген Ю.Г. О силах, действующих на дугу в магнитном поле // Сварочное производство. - 1965. - №5. - С. 3-4.
- [5] Ковалёв И.М. Отклонение сварочной дуги в поперечном магнитном поле // Сварочное производство. 1965. - №10. - С. 4-6.
- [6] Creedy F., Lerch R., Seal P., Sondon E. Forces of electric origin in the Iron Arc. - Trans. // American Institute Electric Engineers, 1932, 51, N 2, p. 556.
- [7] Кудояров Б.В., Руссо В.Л. Суздалов И.В. О взаимосвязи между отклонением сварочной дуги и образованием газовых полостей в сварном шве // Сварочное производство. 1972. - №4. - С. 9-10.
- [8] Потаповский А. Г. Сварка в защитных газах плавящимся электродом. - М.: Машиностроение, 1974. - 240 с.
- [9] Дятлов В.И. Элементы теории переноса электродного металла при электродуговой сварке.
- [10] Ищенко Ю.С. Характеристики управления переносом капли при сварке плавящимся электродом с короткими замыканиями // Сварочное производство. 1992. - №9. - С. 24-25.
- [11] Кикоин И.К., Кикоин А.К. Молекулярная физика. М.: Физматгиз, 1963. - 460 с.
- [12] Воропай Н.М., Колисниченко А.Ф. Моделирование формы капли электродного металла при сварке в среде защитных газов // Автомат сварка. - 1979. - №9. - С. 27-32.
- [13] Воропай Н.М. Поверхностное натяжение расплавленного металла сварочной проволоки // Автомат сварка. - 1978. - №9. - С. 27-32.

Поступила 10.02.04

## АНАЛИЗ ТИПИЧНЫХ ОШИБОК ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ В МАЛОМАГНИТНОМ ИСПОЛНЕНИИ

Луников В.С., к.т.н., доц., Серeda А.Г., к.т.н., Крюкова Н.В., Гелярoвская О.А.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Электрические аппараты", кафедра "Общая электротехника", "Компьютерная математика и математическое моделирование"  
тел. (0572) 40-08-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

Ерисов А.В.  
Отделение магнетизма института электродинамики НАН Украины  
Украина, 61106, г. Харьков, ул. Индустриальная 19, а/я 72  
тел./факс (0572) 99-21-62

*Розглянуті особливості і типові помилки проектування силових трансформаторів із зниженими рівнями зовнішнього магнітного поля.*

*Рассмотрены особенности и типичные ошибки проектирования силовых трансформаторов со сниженными уровнями внешнего магнитного поля.*

### ВВЕДЕНИЕ

Электромагнитная совместимость стала в последние годы фактором, определяющим перспективы развития электротехники во всем мире. Об этом свидетельствует ряд введенных в мире и Украине стандартов. Существующие тенденции проектирования силового электротехнического оборудования (ЭО) характеризуются увеличением количества ограничений, которые накладываются на его конструкцию. При этом традиционные нормализованные параметры и характеристики ЭО (масса, габаритные размеры, температурный диапазон функционирования и т.д.) все чаще дополняется специальными требованиями. Среди них следует выделить требования по уровням внешнего магнитного поля (ВМП), которые стали предъявляться к ЭО общепромышленного исполнения [1-3], а не только к корабельному оборудованию специального назначения. Используя терминологию корабельных, такое оборудование получило название маломагнитного ЭО [4-6].

До недавнего времени отсутствовало научное обоснование методологии применяемых средств компенсации (снижения) ВМП и она сводилась, по сути, к поиску и разработке технических решений для каждого конкретного типа ЭО. Учитывая отсутствие общепринятых решений и недостаточную подготовку конструкторов ЭО в этой области техники, а также сложность достижения высоких требований по уровням ВМП, специалистами в области маломагнитного ЭО разрабатываются рекомендации конструктивного характера, выполнение которых должно было бы обеспечивать достижение этих уровней. Эти рекомендации чаще всего составляются специалистами, хорошо ориентирующимися, например, в области магнетизма и имеющими лишь общее представление обо всем объеме задач, стоящих перед конструктором ЭО. В силу этого их предложения не воспринимаются конструктором как безусловные, так как они в боль-

шей степени носят не конкретный, а концептуальный характер. Поэтому от разработчика ЭО требуется скрупулезный и всесторонний анализ всего перечня рекомендаций по обеспечению того либо иного параметра, исходя из возможности их практической реализации, специфики работы ЭО, влияния их на другие нормализованные характеристики. Отсутствие такого подхода на начальных этапах проектирования может привести к тому, что удачные на первый взгляд рекомендованные конструктивные решения при их практической реализации не дают должного эффекта. Отсутствие такого эффекта связано с появлением новых, неучтенных конструктором факторов, например, технологического характера, либо возникших при этом затруднений в обеспечении других нормализованных характеристик. Как правило, эти новые факторы появляются по причине недостаточности знаний конструктором механизма влияния того либо иного фактора на нормализованный параметр.

В настоящей статье на примере силового трансформатора (Т) рассмотрены типичные ошибки проектирования.

Силовой Т в данной статье выбран в качестве базового ЭО потому, что его электромагнитные характеристики и параметры достаточно просто моделируются, а также разработан ряд средств, применяемых для компенсации (снижения) его ВМП [7]. Кроме того, в большинстве случаев требуется компенсация ВМП на достаточно большом удалении от него, превышающем три габарита. В этом случае ВМП с достаточной для практических целей точностью может быть описано дипольной составляющей, спадающей пропорционально кубу расстояния от его центра. При этом Т рассматривается как сосредоточенный источник магнитного поля, характеризуемый вектором магнитного момента [6]. Такое представление Т имеет строгую физическую интерпретацию и упрощает компенсацию его ВМП, которая сводится, по сути, к

компенсации его магнитного момента.

### 1. СТЕРЖНЕВОЙ ТРАНСФОРМАТОР

При разработке в 80-х годах силового Т мощностью 40 кВт к нему были предъявлены жесткие требования по уровню создаваемого им магнитного момента на частоте питающей сети.

Разработчики этого Т в первую очередь опирались на предшествующий опыт снижения магнитного момента трехфазного Т, имеющего классическую трехстержневую магнитную систему, оси стержней которой расположены в одной плоскости. При этом основные предпосылки к выбору конкретных технических решений опирались на физические процессы в Т, учет его геометрических и электрических параметров. Основные особенности компенсации магнитного момента связывались с возможностью симметрирования конструкции Т, поскольку этот метод в определенной мере отвечал геометрической симметрии конструкции силовых Т [6].

На рис. 1 показана схема размещения обмоток фаз А, В, С относительно стержней 1, 2, 3 магнитной системы. Ось обмоток обозначена у, а перпендикулярная ей ось – х.

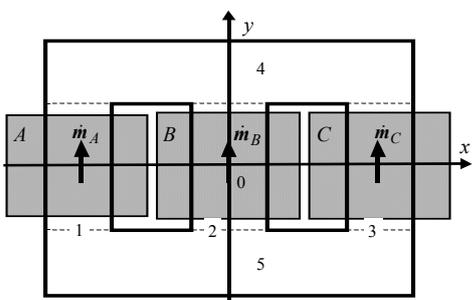


Рис. 1. Магнитные моменты обмоток трансформатора

В соответствии с теоретическими представлениями, магнитный момент такого Т имеет две основные составляющие. Одна из них создается обмотками с током, а вторая - намагниченностью магнитной системы. Составляющими магнитных моментов выводов обмоток можно пренебречь.

Вектор магнитного момента каждой из обмоток направлен вдоль оси обмотки, а его комплексная величина описывается соотношением

$$\dot{m}_v = I_v e^{-j\frac{2\pi}{3}(v-1)} w S k_{ст}, \quad (1)$$

где  $\dot{m}_v$  - комплексный магнитный момент обмотки v-й фазы; v - индекс, равный соответственно 1, 2, 3 для обмотки фазы А, В, С;  $I_v$  - амплитуда тока обмотки; j - мнимая единица; w - число витков обмотки; S - векторная величина, численно равная средней площади витка обмотки, направление которой в данном случае совпадает с осью обмотки (у);  $k_{ст}$  - коэффициент усиления стержнем магнитной системы Т магнитного момента обмотки.

Как видно из соотношения (1), при условии, что амплитуды токов фаз, число витков обмоток и их площади и коэффициенты усиления стержней равны

между собой, комплексные векторы магнитных моментов обмоток Т образуют симметричную звезду на комплексной плоскости. Вследствие этого результирующий магнитный момент обмоток Т равен нулю. Тем самым определяются требования к указанным параметрам обмоток маломагнитного Т.

Вторая составляющая магнитного момента создается намагниченностью ярем магнитной системы Т. На рис. 1 верхнее ядро обозначено цифрой 4, а нижнее - 5. Исходя из физических представлений о распределении магнитных потоков в магнитной системе Т (рис. 2) установлено, что различие намагниченностей ярем связано с неодинаковым расположением обмоток различных фаз относительно стержней. Так, при смещении обмоток Т в сторону нижнего ярма 5 поток  $\Phi'$ , намагничивающий верхнее ядро 4, отличается от магнитного потока  $\Phi$ , намагничивающего ядро 5, на величину потока рассеяния  $\Phi''$ .

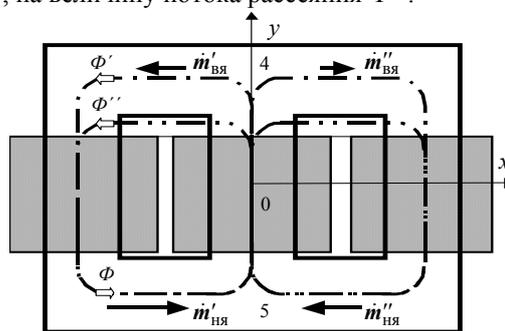


Рис. 2. Магнитные моменты ярем магнитной системы трансформатора

Соответствующие этому распределению намагничивающих магнитных потоков магнитные моменты  $\dot{m}'_{в\text{я}}$ ,  $\dot{m}''_{в\text{я}}$  верхнего и  $\dot{m}'_{н\text{я}}$ ,  $\dot{m}''_{н\text{я}}$  нижнего участков ярем Т отличаются по величине. Результирующий магнитный момент  $\dot{m}_я$ , равный их сумме

$$\dot{m}_я = \dot{m}'_{в\text{я}} + \dot{m}''_{в\text{я}} + \dot{m}'_{н\text{я}} + \dot{m}''_{н\text{я}}, \quad (2)$$

отличен от нуля и направлен вдоль оси ярем по оси х.

Исходя из такого физического представления намагниченности ярем магнитной системы Т, предполагалось, что скомпенсировать эти составляющие магнитного момента можно при одновременном выполнении двух обязательных условий: одинаковое размещение осей обмоток относительно осей стержней (выравнивание величин воздушных зазоров) и установку обмоток фаз Т симметрично относительно соответствующих геометрических центров стержней.

Выполнение этих условий обеспечивает выравнивание магнитных потоков, проходящих по верхнему и нижнему ярмам. Вследствие этого составляющие магнитных моментов ярем  $\dot{m}'_{в\text{я}}$ ,  $\dot{m}'_{н\text{я}}$  и  $\dot{m}''_{в\text{я}}$ ,  $\dot{m}''_{н\text{я}}$  становятся равными, и, учитывая их встречную направленность, суммарный магнитный момент в направлении осей ярем х в соответствии с соотношением (2) равен нулю.

Достижение этой симметрии в Т с шихтованной магнитной системой может быть достигнуто путем "ужесточения" технологии, которое сводится к введе-

нию дополнительных операций при сборке Т, включая выравнивание величин зазоров между обмотками и стержнями и центрирование обмоток по длине стержней.

На практике рассмотренные технические решения не обеспечили уменьшение магнитного момента Т до требуемого уровня. Оказалось, что величина магнитного момента обмотки фазы существенно зависит от симметрии магнитной системы Т. В рассмотренной же "плоской" магнитной системе такая магнитная асимметрия предопределена самой конструкцией. Эта асимметрия обусловлена тем, что обмотки, расположенные на центральном и крайних стержнях магнитной системы, испытывают различное влияние соседних обмоток.

Для качественной характеристики этого влияния необходимо положить в соотношении (1), что коэффициенты усиления крайних и центрального стержней отличаются по величине. Вводя обозначения для этих коэффициентов  $k_{стА}$ ,  $k_{стВ}$ ,  $k_{стС}$ , и полагая равенство амплитуд токов фаз из (1) получается следующее соотношение

$$\dot{m}_v = IwS(k_{стА} + k_{стВ}e^{-j2\pi/3} + k_{стС}e^{-j4\pi/3}). \quad (3)$$

В случае равенства коэффициентов крайних стержней  $k_{стА} = k_{стС}$ , учитывающего зеркальную симметрию конструкции трехстержневой магнитной системы, из (3) можно получить простое соотношение для модуля магнитного момента, характеризующего асимметрию обмоток

$$m = IwS(k_{стВ} - k_{стА}). \quad (4)$$

Как следует из (4), величина магнитного момента трехстержневого Т с рассмотренной магнитной системой может достигать существенной величины даже при небольшом отличии коэффициентов усиления стержней за счет больших величин токов обмоток и числа витков.

Таким образом, очевидный путь - "ужесточение" технологии, необходимое для снижения составляющей магнитного момента от намагнитченности ярем магнитной системы, не обеспечивает компенсацию магнитного момента Т в целом. Это обусловлено тем, что основной вклад в поле вносят обмотки, магнитный момент которых учитывает асимметрию конструкции магнитной системы. Выравнивание же коэффициентов усиления стержней всех фаз в данной конструкции Т представляет собой сложную научно-техническую задачу.

## 2. ТРАНСФОРМАТОР С ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ

Как следует из соотношения (3), очевидный путь снижения магнитного момента Т заключается в выравнивании между собой величин коэффициентов стержней  $k_{стА}$ ,  $k_{стВ}$ ,  $k_{стС}$ . Поскольку в трехстержневом Т с "плоской" магнитной системой различие этих коэффициентов предопределено самой конструкцией, то потребовался отказ от нее и выбор другой магнитной системы. Разработчики выбрали хрестоматийное решение этой задачи – использовать, несмотря на воз-

никающие при этом технологические сложности, магнитную систему с симметричным пространственным расположением стержней. При этом, исходя из технологических соображений, магнитная система Т была выполнена из трех одинаковых витых О-образных магнитопроводов 1 имеющих поворотную ось симметрии третьего порядка, соприкасающиеся пары стержней которых охвачены обмотками фаз 2, как показано на рис.3. По существу полный вектор магнитного момента такого Т должен был равняться нулю.

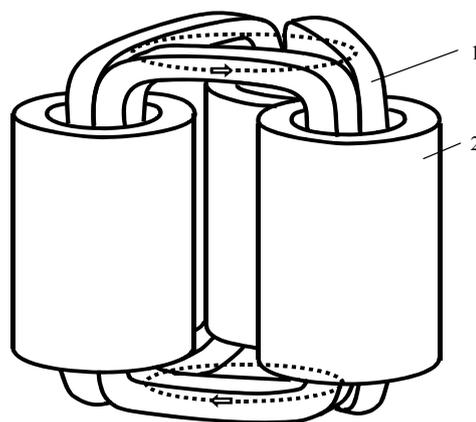


Рис. 3. Трехфазный трансформатор с пространственной магнитной системой

Испытания опытных образцов Т показали, что компонента магнитного момента в направлении оси обмоток действительно близка к нулю и обусловлена технологическими отклонениями в ее изготовлении. Однако радиальные компоненты магнитного момента в направлениях, перпендикулярных осям обмоток, достигали существенных величин, которые даже превышали максимальную величину магнитного момента классического трехфазного Т с "плоской" трехстержневой магнитной системой (рис. 1) аналогичной мощности.

Последующий анализ опытных образцов Т с пространственной магнитной системой показал, что их конструкция в большей степени подвержена действию различных технологических отклонений по сравнению с рассмотренным трехфазным Т (рис. 1). Именно эта особенность и не была учтена конструкторами на начальном этапе проектирования Т.

Особенности критической зависимости магнитных моментов Т от отклонений технологического характера можно объяснить следующим образом.

В идеальном случае, когда технологические отклонения близки к нулю, центры всех обмоток и стержней Т располагаются в одной плоскости. При этом с учетом пространственной симметрии группами верхних и нижних ярем создаются две системы "вращающихся" векторов намагнитченности, направленных встречно. На рис. 3 условно показаны векторы намагнитченности верхнего и нижнего ярем магнитной системы и образуемые ими контуры вращения.

Для обеспечения магнитной симметрии и отвечающего ей равенства магнитных полей, создаваемых

группами верхних и нижних ярем требуется выполнение двух требований. Во-первых, при сборке магнитной системы из трех О-образных магнитопроводов требуется обеспечить совмещение их центров в одной плоскости. Во-вторых, при намотке обмоток на стержни обеспечить симметричное расположение каждой из обмоток относительно центра стержня. В технологическом плане эти требования сводятся к минимизации отклонений центров стержней  $\Delta_{cv}$  от плоскости симметрии  $G$  и отклонений центров обмоток от центров стержней  $\Delta_{ov}$ . Для наглядности на рис. 4 приведена плоская развертка расположения магнитопроводов и обмоток фаз такого Т. На схеме размеры смещений для наглядности увеличены. Индекс  $v$  принимает значения 1,2,3 соответственно для фаз А, В, С.

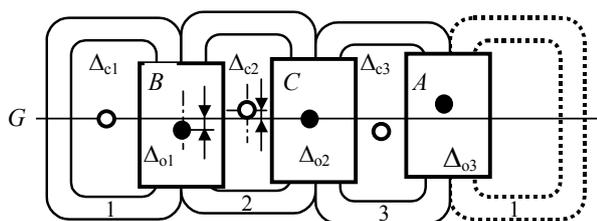


Рис. 4. Схема расположения центров стержней (O) и обмоток (●) трансформатора

Для оценки этих отклонений был проведен анализ технологических возможностей предприятия изготовителя. Было установлено, что технология сборки магнитной системы Т обеспечивает величины отклонений  $\Delta_{cv}$  и  $\Delta_{ov}$  в пределах  $\pm 2$  мм. Обеспечить совмещение геометрических центров обмоток и стержней Т с меньшими технологическими отклонениями в данной конструкции Т оказалось существенно сложнее, чем в Т с "плоской" магнитной системой. Это связано с тем, что идеология выполнения витых магнитопроводов диктует увеличение длины участков стерженья за счет закруглений. С точки зрения ВМП это приводит к увеличению магнитных потоков рассеяния и при наличии асимметрии расположения обмоток к неравномерности распределения намагничивающих потоков в ярмах. Вследствие этого и результирующий магнитный момент Т отличен от нуля. Экспериментальные исследования подтвердили зависимость результирующего магнитного момента от величин и сочетаний этих технологических отклонений смещений центров обмоток и стержней от плоскости симметрии. И хотя эти отклонения заключались в пределах 2 мм, т.е. по сравнению с общей высотой обмотки около 400 мм составляли менее 1 %, зависимость магнитного момента была сильно выражена. Таким образом, в рассматриваемом Т по сравнению с Т с "плоской" магнитной системой увеличилось в два раза число параметров, определяющих его симметрию, и увеличилось их влияние на величины магнитных моментов обмоток и ярем за счет увеличения потоков рассеяния. Это и позволяет объяснить сильную зависимость результирующего магнитного момента Т с пространственной магнитной системой.

Перечисленные особенности данного Т, как источника ВМП, не были учтены при его конструировании. В результате потраченные средства на создание по существу нового более сложного технологического процесса сборки Т не дали должного технического эффекта в части снижения его ВМП.

В последние годы интерес к Т с пространственной магнитной системой возрос. Основной упор в исследованиях делается на симметрирование геометрии и улучшение технологичности конструкции Т, включая ужесточение требований по технологическим отклонениям размеров, повышение энергетических показателей [8]. Однако, как показывает проведенный анализ, с точки зрения электромагнитной совместимости в этих Т не могут быть обеспечены современные требования по уровню ВМП без существенного ужесточения требований к отклонениям центров обмоток и стержней от плоскости симметрии.

### 3. ТРАНСФОРМАТОР ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Следующий пример конструктивной ошибки при снижении магнитного момента касается вентильного Т мощностью 320 кВт, который был предназначен для установки в трехфазном мостовом выпрямителе. Перед разработчиками стояла задача снижения величины магнитного момента, создаваемого намагничивающим током Т. Выбранный путь решения этой задачи также был хрестоматийным – уменьшить величину намагничивающего тока за счет снижения индукции в магнитной системе Т.

Общий вид Т приведен на рис. 5. Магнитная система трансформатора была выполнена броневого типа. Это позволяло рассматривать ее как симметричную с точки зрения магнитных характеристик и считать коэффициенты усиления стержней равными,  $k_{cтA} = k_{cтB} = k_{cтC} = k_{cт}$ . Учитывая большую мощность, Т был выполнен с системой водяного охлаждения рабочих обмоток. Это позволило без заметного ущерба для его массогабаритных показателей снизить величину рабочей индукции до 0,8 Тл, а намагничивающий ток – до 0,94 А. В результате величина магнитного момента, создаваемого намагничивающим током Т, в частности, в режиме холостого хода, была крайне незначительна.

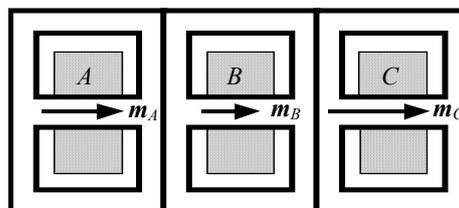


Рис. 5. Схема расположения обмоток и магнитопроводов фаз трансформатора с броневого магнитной системой

Однако, при работе Т в составе выпрямителя величина этого магнитного момента возросла более чем на порядок и существенно превысила предъявляемые к

нему требования по величине ВМП. Особенностью мостового выпрямителя является то, что углы включения противофазных вентилях силового моста отличаются по величине. Для характеристики их отличий от некоторого усредненного значения используется понятие электрической асимметрии углов включения вентилях. Разработчиками Т не был учтен факт наличия электрической асимметрии. Эта электрическая асимметрия приводит к появлению постоянной составляющей тока  $I_{d0}$  во вторичных обмотках Т [9, 10], который в свою очередь увеличивает намагничивающий ток. Следствием этого является существенное увеличение магнитного момента  $m_0$ , обусловленного намагничивающим током.

Подробно процессы намагничивания Т с учетом асимметрии углов включения вентилях описаны в работах [9, 10]. Эти процессы имеют две особенности. Первая особенность связана с тем, что величины токов вентилях нелинейным образом зависят от сочетания отклонений углов включения вентилях. Максимальный уровень постоянной составляющей  $I_{d0}$  тока вентилях обмотки Т получен для неблагоприятного сочетания отклонений углов включения вентилях, которые для этого случая принимаются максимальными, равными по величине [10]

$$I_{d0} = \frac{2I_d}{\pi} \frac{\sin \alpha}{\sin(\alpha + \gamma)} \Delta\alpha, \quad (5)$$

где  $I_d$  – ток нагрузки выпрямителя;  $\alpha, \gamma$  – средние значения соответственно углов включения и коммутации вентилях;  $\Delta\alpha$  – максимальная величина отклонения углов включения вентилях.

Результаты измерений и расчетов по соотношению (5) показали, что величина тока  $I_{d0}$  при асимметрии  $\Delta\alpha$  углов включения вентилях в пределах 1,5 эл. град. могла достигать 10 А при нагрузке выпрямителя  $I_d = 700$  А, что в свою очередь повышало реальную индукцию в магнитной системе Т до 1,5 Тл.

Вторая особенность заключается в том, что вследствие нелинейности характеристик магнитной цепи Т происходит нелинейное искажение синусоидальных токов фаз обмоток Т и, как следствие, появляются составляющих тока на частотах, кратных частоте сети питания. В первом приближении эта нелинейность представляется кривой намагничивания стали Т, аппроксимируемой выражением  $H = \text{ash}(b\Phi/S_c)$  [9]. При этом токами кратных частот Т создаются дополнительные составляющие магнитного момента и на других частотах, кратных частоте сети. Максимальная величина магнитного момента Т в этом случае достигается на одной из первых трех частот:

$$m_{01} = w_1 S k_{\text{ст}} J_1 \left[ \sqrt{(q_c + q_{\text{я}})^2 + (k I_{d0} \Delta\alpha / \pi)^2} - q_c \right]; \quad (6)$$

$$m_{02} = w_1 S k_{\text{ст}} J_2 \sqrt{3} k I_{d0} \Delta\alpha / \pi;$$

$$m_{03} = w_1 S k_{\text{ст}} J_3 \left[ 2 \sqrt{(q_c + q_{\text{я}})^2 + (k I_{d0} \Delta\alpha / \pi)^2} + q_c \right],$$

где  $m_{01}, m_{02}, m_{03}$  – амплитуды гармоник магнитного момента Т первых трех частот;  $w_1$  – число витков первичной обмотки, соединенной треугольником;  $S$  –

площадь витка первичной обмотки;  $k_{\text{ст}}$  – коэффициент усиления стержня;  $q_c, q_{\text{я}}, k_c$  – коэффициенты, определяемые соотношениями:

$$q_c = 2a l_c / w_1; \quad q_{\text{я}} = 4\gamma l_{\text{я}} / w_1; \quad k_c = 2 / (w_1 J_0);$$

$J_n(jb\Phi/S_c)$  – полином Бесселя 1 рода порядка  $n$ ,  $n = 0, 3$ ;  $j$  – мнимая единица;  $a$  – один из коэффициентов аппроксимированной кривой намагничивания;  $\Phi$  – магнитный поток в стержне магнитопровода;  $S_c$  – площадь сечения стержня.

Как показали расчеты по соотношениям (6) и экспериментальные исследования, величина магнитного момента такого Т оказалась выше, чем в обычных трансформаторах, с большей величиной намагничивающего тока в режиме холостого хода. Таким образом, концепция снижения магнитного момента Т, построенная на уменьшении величины намагничивающего тока оказалась для Т выпрямителя ошибочной, ввиду того, что не был учтен фактор электрической асимметрии углов включения вентилях.

Это обстоятельство предопределило и последующие ошибки при монтаже цепей системы управления выпрямителя. Так, уменьшение массогабаритных показателей Т за счет его выполнения с системой водяного охлаждения позволило встроить Т в шкаф выпрямителя. При этом элементы системы управления были расположены в верхней части шкафа, в удалении от Т и силового блока. Этим удалением системы управления от силовоточных цепей выпрямителя, по мнению его разработчиков, обеспечивалось выполнение требований электромагнитной совместимости в части магнитных полей слаботочных элементов системы управления с силовоточными токопроводами, силовым блоком и Т выпрямителя. С этой же целью монтаж слаботочных проводников цепей системы управления был выполнен в виде жгутов, которые укладывались по возможности в удалении от силовоточных цепей по каркасу шкафа. Исходя из общих соображений предполагалось, что принятые на этапе проектирования выпрямителя технические решения должны дать положительный результат в части помехозащищенности выпрямителя по магнитным полям.

Однако первые же испытания опытных образцов показали, высокую частоту сбоев в работе системы управления выпрямителя. Анализ этих сбоев показал, что одной из причин их появления являются магнитные поля, создаваемые намагничивающим током Т. Механизм влияния этих полей следующий. За счет взаимоиндуктивных связей обмоток Т с каркасом выпрямителя магнитными потоками рассеяния внутри шкафа индуцируются вихревые токи. Основным источником этих магнитных потоков рассеяния является Т, магнитный момент которого характеризует интенсивность этих потоков и нелинейно зависит от его намагничивающих токов. Учитывая, что Т расположен в непосредственной близости от каркаса и величина его магнитного момента существенна, величина тока в отдельных участках каркаса может достигать значительных величин. Измеренные с помощью пояса

Роговского величины токов в элементах каркаса в рассматриваемом выпрямителе достигали 200 А.

Для обеспечения требований электромагнитной совместимости Т со слаботочными элементами системы управления выпрямителя были проведены дополнительные исследования и разработаны технические решения. По сути, они были направлены на снижение величин магнитных потоков рассеяния Т, удаление жгутов слаботочных цепей от токопроводов, блоков силовой цепи и каркаса и разработку симметрированной системы управления. Снижение магнитных потоков рассеяния Т было обеспечено установкой шести дополнительных короткозамкнутых обмоток (КО1..КО6) на торцах магнитных систем фаз Т, как показано на рис. 6 (обмотки Т не показаны). Для крепления жгутов слаботочных токопроводов системы управления были предусмотрены дополнительные переборки, которые были электрически развязаны с каркасом.

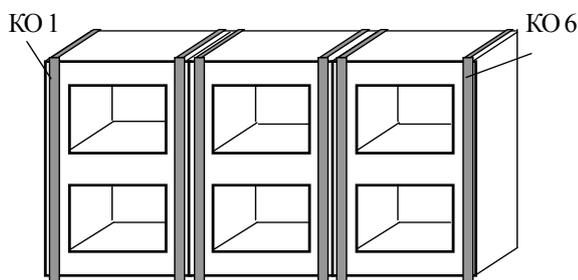


Рис. 6. Расположения короткозамкнутых обмоток на торцах магнитопроводов фаз трансформатора

Комплекс этих технических решений в конечном итоге позволил снизить магнитный момент Т и повысить помехозащищенность выпрямителя от негативного воздействия его ВМП. Это было достигнуто за счет повышения затрат на разработку Т и выпрямителя в целом. Понесенных существенных затрат можно было бы избежать при условии, что разработчики Т были бы знакомы с проблемой снижения ВМП, а выбор применяемых методов его снижения не ограничивался бы только стремлением обеспечить геометрическую симметрию конструкции.

#### 4. ПРИМЕНЕНИЕ ТЕОРИИ СИММЕТРИИ ДЛЯ АНАЛИЗА ТРАНСФОРМАТОРА КАК ИСТОЧНИКА МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Недостаточная эффективность применяемых методов снижения ВМП трансформаторов, наличие различного рода асимметрий в их конструкциях и высокая стоимость разработки Т в маломощном исполнении вызвали необходимость научного обоснования применяемых методов и поиска общей методологической базы для решения проблемы в целом. В качестве такой базы предлагается использовать теорию симметрии. До недавнего времени эта теория [11] не находила применения в решении проблем электротехники. Однако вышедшая в свет монография Шинкаренко В.Ф. в 2002 г. [12] положила начало исследова-

нию проблем электромеханики и электротехники с использованием этой теории.

Применение основных положений этой теории в данной работе ограничено установлением видов симметрии отдельных конструктивных элементов в зависимости от рассматриваемой физической модели ЭО, в данном случае Т, и их наследованием в целостной конструкции, рассматриваемой в виде системы конструктивных элементов. Полученные при этом результаты исследований оказались неожиданными и представляют несомненный практический интерес.

Рассмотрим простейший элемент конструкции Т в виде круговой цилиндрической катушки с цилиндрическим сердечником, центры которых совпадают (рис. 7,а). С точки зрения геометрической симметрии данный элемент содержит три вида симметрии: центр симметрии ( $\bar{1}$ ), ось симметрии бесконечного порядка ( $n = \infty$ ) и плоскость ( $m$ ). Для обозначения видов симметрии в данной статье используется бескоординатная система [11].

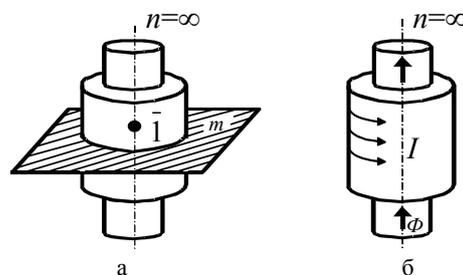


Рис. 7. Виды симметрии цилиндрической катушки с сердечником

При конструировании рассмотренных Т с использованием этих элементов в геометрии их конструкции сохраняются (наследуются) все типы элементов симметрии и, помимо этого, добавляются новые элементы – центральная ось, параллельная осям обмоток, и плоскость, перпендикулярная направлению шихтовки магнитной системы. В этом смысле подход, связанный с симметрированием геометрии конструкции Т обоснован. Однако с точки зрения ВМП речь идет не о внешней геометрической форме этого элемента, а о его физических свойствах создавать это поле.

Источниками поля, как известно, являются направленные величины – ток  $I$  и намагниченность ферромагнитного сердечника, в первом приближении совпадающая по направлению с магнитным потоком  $\Phi$  (рис. 7,б). В этом смысле катушка с сердечником обладает только одним видом симметрии – осью бесконечного порядка.

В случае, когда сечение сердечника не круг, а прямоугольник, степень симметрии конструкции понижается до  $n = 2$ . Аналогично снижается степень симметрии в случае, когда катушка имеет овальную форму, причем ее оси совпадают с осями сердечника.

При рассмотрении Т, состоящего из системы катушек с сердечниками и ярем, часть свойств элементов симметрии либо они все могут теряться в соответствии с теорией симметрии. Трехсердечной плоский

Т (рис. 1) только в момент времени, когда магнитные потоки крайних стержней равны по величине, обладает осью симметрии, совпадающей с осью центрально-го стержня.

Трансформатор с пространственной магнитной системой (рис. 3) обладает одним элементом симметрии, осью третьего порядка, параллельной осям обмоток и проходящей через его центр. Появление этого вида симметрии объясняется способом конструирования системы из рассмотренных элементов – катушек с сердечниками. При наличии магнитной анизотропии сердечника, обусловленной способом его навивки из ленты, этот элемент симметрии сохраняется. Можно отметить, что этим видом симметрии не обладала катушка с сердечником. Следовательно, при конструировании системы из элементов в данном случае имеют место два процесса – диссимметризации (потери свойства симметрии) и симметризации (приобретения нового свойства симметрии).

В Т выпрямителя с броневого магнитной системой (рис. 5) сохраняется только ось симметрии, совпадающая с осью обмоток, и появляется плоскость симметрии, проходящая через эту ось и расположенную поперек направлению шихтовки. Также как и в предыдущем Т, появление нового элемента симметрии связано со способом конструирования.

Появление факторов асимметрии в рассмотренных Т можно объяснить различием намагничивающих потоков, точнее, потоков рассеяния, и электрической асимметрией токов. Однако, следуя традиционной методологии исследований, эти факторы в явном виде не присутствуют в описаниях параметров, характеризующих элементы симметрии. В результате этого и поиск способов симметрирования конструкций Т с точки зрения ВМП не давал положительного результата. В этом смысле основная польза исследований, выполненных независимо в различных организациях, ограничивалась установлением качественных взаимосвязей отдельных параметров и их количественных зависимостью от геометрических асимметрий. С точки зрения теории симметрии, полученные результаты и не могли обеспечить решение задачи снижения ВМП в полном объеме.

Если положить, что основными элементами симметрии рассмотренных Т являются магнитные моменты обмоток его фаз, можно установить общий подход к решению задачи компенсации его ВМП.

Обмотки рассматриваемых Т питаются системой трехфазных токов. В этом случае целесообразно воспользоваться комплексными величинами для описания векторов магнитных моментов [13]. Каждый четырехмерный вектор при этом характеризуется как пульсирующий вектор в трехмерном пространстве, модуль которого зависит от временной фазой, т.е. как вектор на комплексной плоскости. При этом векторы магнитных моментов обмоток фаз направлены в пространстве вдоль осей обмоток. Введем обозначения  $\dot{m}_A, \dot{m}_B, \dot{m}_C$  для комплексных векторов обмоток

магнитных моментов соответственно фаз  $A, B, C$ . Учитывая эти обозначения, магнитный момент Т представляется в виде

$$\dot{m} = \dot{m}_A + \dot{m}_B + \dot{m}_C. \quad (7)$$

На рис. 8,а-в приведены схемы расположения векторов магнитных моментов обмоток и Т в целом для рассмотренных трех вариантов.

Векторы магнитных моментов обмоток совпадают в пространстве по направлению, имеют равные величины и обозначены утолщенными черными стрелками. Результирующий магнитный момент Т имеет такое же направление в пространстве и обозначен контурной стрелкой. Ось симметрии системы трех векторов моментов для всех вариантов обозначена  $n$ . Для стержневого Т (рис. 8,а) ось симметрии  $n$  системы совпадает с осью средней обмотки. В Т с пространственной магнитной системой (рис. 8,б) ось симметрии  $n$  проходит через центр треугольника, в вершинах которого расположены векторы магнитных моментов обмоток фаз. Наконец, в Т с броневого магнитной системой (рис. 8,в) ось симметрии  $n$  совпадает с осями обмоток.

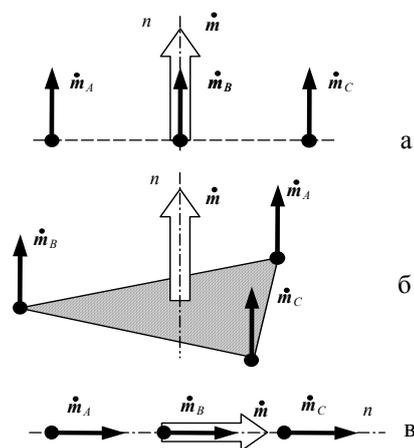


Рис. 8. Схемы расположения комплексных векторов магнитных моментов трансформаторов

Метод симметрирования магнитных моментов обмоток фаз построен на их временной компенсации, т.е. равенстве нулю результирующего вектора на комплексной плоскости. В этом случае условие компенсации магнитного момента Т означает равенство нулю суммы комплексных магнитных моментов фаз в соотношении (7). Проведенный анализ с использованием теории симметрии показывает, что направление в пространстве вектора результирующего магнитного момента сохраняется тем же, что и обмоток Т. С учетом этого для конструкций рассмотренных Т, симметричных как с геометрической, так и с физической точки зрения, условие (7) выполняется автоматически, что видно из соотношения (1).

Асимметрия рассматриваемых комплексных векторов магнитных моментов  $\dot{m}_A, \dot{m}_B, \dot{m}_C$  связана с различием их величин (амплитуд пространственных векторов), либо отклонением вектора соответствующей фазы

от направления вектора симметричной звезды векторов на комплексной (временной) плоскости. Первый вид асимметрии характерен для трансформаторов со стержневой и пространственной магнитными системами, второй – для Т с броневой магнитной системой. Последний вид асимметрии является критичным для Т. Это связано с тем, что вследствие нелинейности магнитных характеристик ферромагнитного материала магнитопроводов магнитные моменты фаз становятся не гармоническими функциями [9], и, помимо основной гармоники, содержат ряд дополнительных гармоник. Комплексные векторы магнитных моментов этих гармоник, в частности первых трех как следует из соотношения (6), приобретают новые свойства симметрии, не совпадающие для различных гармоник. Так, система векторов магнитных моментов для второй гармоники имеет обратную последовательность по сравнению с первой гармоникой, а для третьей гармоники эти векторы совпадают. Очевидно, что обеспечить одновременную компенсацию магнитных моментов этих гармоник (на комплексной плоскости) невозможно методом симметрирования.

Таким образом, допущенные при проектировании Т в маломощном исполнении ошибки, вызваны в равной мере как отсутствием специальной подготовки инженеров разработчиков, так и недостаточным научным обоснованием метода его компенсации.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Трансформатор как источник внешнего магнитного поля представляет собой сложное электротехническое устройство. Применяемые в настоящее время средства снижения его магнитного момента основаны на предшествующем опыте разработчиков и сводятся по существу к ужесточению требований по симметрированию геометрии конструкции. Однако использование только предшествующего опыта приводит, как правило, к неоправданной затрате средств без получения ожидаемых результатов при создании новых образцов конкурентоспособного электрооборудования, в частности трансформаторов в маломощном исполнении, что и подтверждают приведенные в статье примеры конструктивных ошибок.

Проведенный анализ конструкций силовых трансформаторов показывает, что его магнитный момент зависит от трех видов асимметрий: геометрической, магнитной и электрической. Теоретической базой для их анализа является теория симметрии, которая пока не нашла широкого применения в силу инерции разработчиков и их склонности применять только широко используемые методы. Отсутствие научного обоснования применяемого метода симметрирования для компенсации магнитного момента трансформаторов и соответствующей подготовки инженеров разработчиков является основной причиной ошибок проектирования силовых трансформаторов в маломощном исполнении.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] IEC 1000-4-8: 1993. "Electromagnetic compatibility. Part 4: Testing and measuring techniques – Section 8: Power frequency magnetic field immunity test. Basic EMC Publication". Edition 1.1. – 2001. – 61 p.
- [2] ГОСТ Р 50010-92. Совместимость технических средств электромагнитная. Электрооборудование силовое. Нормы параметров низкочастотного периодического магнитного поля. - Введ. 01.07.93. - М.: Изд-во стандартов, 1993. – 5 с.
- [3] ДСТУ 2465-94. Сумісність технічних засобів електромагнітна. Стійкість до магнітних полів частоти мережі. Технічні вимоги та методи випробувань. Введ. 01.01.95. - Київ: Держстандарт України, 1994. – 29 с.
- [4] Ткаченко В.А. Победа над магнитной миной // Техника и вооружение. – 1971. – №10. – С. 10-15.
- [5] Григорьев Б.П. Актуальные проблемы снижения физических полей судов // Труды Междунар. конф. по судостроению: Секция F. Судовая электродинамика, магнетизм и гидрофизика. – СПб: ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова. – 1994. – С. 3-7.
- [6] Розов В.Ю. Внешние магнитные поля силового электрооборудования и методы их уменьшения. – Киев: 1995. – 42 с. – (Препр./НАН Украины. Ин-т электродинамики; № 772).
- [7] Ногин И.С., Шахрай Д.М., Внешнее магнитное поле трехфазного бронированного группового преобразовательного трансформатора с компенсационными обмотками // Тр. Всесоюз. науч.-исслед. ин-та электромеханики. Т. 66. Вентильные преобразователи и машинно-вентильные системы. – М.: 1981. – С. 71-76.
- [8] Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А. Показатели качества и структурной оптимизации пространственных электромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей // Электротехника і електромеханіка. – 2003. - № 4. – С. 79-82.
- [9] Ерисов А.В., Луников В.С. Поле рассеяния силового трансформатора вентильного преобразователя при несимметрии углов включения вентилей // Тр. Всесоюз. науч.-исслед. ин-та электромеханики. Т. 77. Вентильные преобразователи и машинно-вентильные системы. – М.: 1985. – С. 116-125.
- [10] Крайчик Ю.С., Мазуров М.И., Токмакова И.А. Постоянная составляющая тока вентильных обмоток преобразовательных трансформаторов // Электротехника. – 1978. – №11. – С. 49-51.
- [11] Шубников А.В., Копчик В.А. Симметрия в науке и искусстве. – М.: Наука, 1972. – 340 с.
- [12] Шинкаренко В.Ф. Основи теорії електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
- [13] Клименко Б.В., Луников В.С., Выронец С.В., Крюкова Н.В., Гелярская О.А. Анализ магнитного момента трехфазных цепей // Электротехніка і електромеханіка. – Харків: НТУ "ХП". – 2002. – №1. – С. 28-36.

Поступила 02.04.2004

## СТРУКТУРНЫЙ СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ НЕТРАДИЦИОННОЙ ФОРМЫ

Любимова Л.А.

Национальный технический университет “Харьковский политехнический институт”  
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ“ХПИ”, кафедра общей электротехники  
тел. (0572) 40-04-27, E-mail: lyubim@kpi.kharkov.ua, loubim@yahoo.com.

*Визначено область існування породжувальних структур та здійснений спрямований синтез електромеханічних імпульсних перетворювачів індукційного типу, на основі обраного синтезованого об'єкта розроблена конструкція індукційно-динамічного двигуна з особливою формою активних елементів, приведений порівняльний аналіз електромеханічних характеристик запропонованого двигуна і двигуна з традиційною формою активних елементів.*

*Определена область существования порождающих структур и осуществлен направленный синтез электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа, на основе выбранного синтезированного объекта разработана конструкция индукционно-динамического двигателя с особой формой активных элементов, приведен сравнительный анализ электромеханических характеристик предложенного двигателя и двигателя с традиционной формой активных элементов.*

### ВСТУПЛЕНИЕ

В течение последних 75 лет в различных областях науки наблюдается характерная тенденция перехода к системным исследованиям, основной задачей которых является определение характерных законов организации, функционирования и развития сложных эволюционирующих систем определенной предметной области. Долгое время в электромеханике не было единой классификации электромеханических объектов (ЭМ-объектов), а увеличение многообразия и усложнение электромеханических систем (ЭМ-систем) приводило к тому, что помимо общеизвестных появлялось много нетрадиционных электромеханических устройств со специфическими функциями и внутренними процессами. Единая классификация ЭМ-объектов позволила бы прогнозировать появление новых видов ЭМ-систем, а также осуществлять направленный синтез электромеханических структур. Для того чтобы установить закономерности, лежащие в основе строения и функционирования электромеханических устройств, обобщить и классифицировать многообразие конструкций, определить основные принципы, объясняющие общие закономерности эволюции устройств необходимо осуществить комплекс структурных исследований. Такие структурно-системные исследования в области электромеханики были проведены проф. Шинкаренко В.Ф. Ним разработана теория структурной организации и эволюции электромеханических систем, в основе которой лежит генетическая классификация (ГК) первичных источников электромагнитного поля (ПИП) [1, 2]. Строение генетической классификации определяется базовыми ортогональными признаками - «Симметрия электромагнитного поля» и «Пространственная геометрия источника поля». Совокупность признаков, характеризующих пространственную геометрию источников поля, включает шесть наиболее распространенных вариантов пространственных форм источников поля, в том числе: цилиндрическую (ЦЛ), коническую (КН), плоскую (ПЛ), тороидальную плоскую (ТП) и тороидальную цилиндрическую (ТЦ).

При этом совокупность значений указанных признаков однозначно определяет область существования и генетическую информацию (вид поля, степень электромагнитной симметрии, топологию и пространственную геометрию) порождающего множества первичных источников поля предложенной классификации. Таким образом, элементы предметной области

ГК на генетическом уровне инвариантны к уровню сложности и функциональной принадлежности системы, что позволяет исследовать произвольные структурные и функциональные классы электромеханических преобразователей энергии.

### ОБЛАСТЬ СУЩЕСТВОВАНИЯ ПОРОЖДАЮЩИХ СТРУКТУР И НАПРАВЛЕННЫЙ СИНТЕЗ ЭМИП

Принципы структурной организации и закономерности развития электромеханических систем, выявленные на основе анализа генетической классификации первичных источников электромагнитного поля были взяты в качестве теоретической основы для исследования структурного разнообразия функционального класса электромеханических импульсных преобразователей (ЭМИП) индукционного типа, обеспечивающих поступательное движение якоря.

В базовой генетической классификации для ПИП знаком « $\leftrightarrow$ » было обозначено направление результирующего вектора индукции магнитного поля (направление полезной составляющей вектора электромагнитного динамического усилия). В качестве функции цели для рассматриваемого класса электрических машин выбираем  $F_{Ц}$ , которая обеспечивает поступательное движение подвижной части, включая направление, перпендикулярное к плоскости воздушного зазора.

В результате проведенных исследований была определена область существования, создана генетическая классификация и выполнен системный анализ генетической информации порождающих структур электромеханических преобразователей заданного функционального класса.

Область существования порождающих структур ПИП для ЭМИП индукционного типа, обеспечивающих поступательное движение, представлена элементами двух топологически эквивалентных рядов ГК: 0.0 и 2.0.

$$Q_n = \begin{vmatrix} 0.0 | ЦЛ0.0x КН0.0x ПЛ0.0x ТП0.0x СФ0.0x ТЦ0.0x \\ 2.0 | ЦЛ2.0x КН2.0x ПЛ2.0x ТП2.0x СФ2.0x ТЦ2.0x \end{vmatrix}$$

Т.о. область существования порождающих структур ПИП исследуемого функционального класса ЭМ-объектов составили представители всех геометрических классов ГК, которые представлены классификационными уровнями с идеальной электромагнитной симметрией источника поля (0.0) и асимметрией пространства результирующего вектора индукции магнитного поля ПИП в продольном направлении (2.0).

Элементы области существования ПИП ЭМИП индукционного типа, обеспечивающих поступательное движение якоря, были использованы для синтеза ЭМ-структур, составивших полную базу данных ЭМ-объектов, которые обеспечивают выполнение целевой функции  $F_{ц}$  при определенных ограничениях [3].

Таким образом, в результате внутривидового скрещивания было синтезировано 36 структур, которые обеспечивают поступательное перемещение подвижного вторичного элемента. При помощи процедур межвидового комбинаторного скрещивания в пределах семейства было синтезировано подмножество структур, представляющее группу структур-мутантов, мощностью 180 единиц.

### КОНЦЕПЦИЯ ЭМИП ТОРОИДАЛЬНОЙ ФОРМЫ

Множество синтезированных структур включает как известные (на данный момент эволюции) ЭМ-объекты, так и принципиально новые их разновидности. Так, в результате внутривидового скрещивания ПИП с генетическим кодом ТЦ2.0х и подвижного вторичного элемента ТЦ2.0х был синтезирован ЭМ-объект  $S_K = (ТЦ2.0х \times ТЦ2.0х)$ , который является элементом подмножества новых электромеханических структур.

Этот объект был выбран для проведения детального исследования его электрических характеристик.

Задачей статьи является сравнительный анализ соответствующих электромеханических характеристик электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа, обеспечивающих поступательное перемещение якоря, которые синтезированы на основе ПИП геометрических классов ТП и ТЦ, с целью выявления наиболее эффективной конструкции, исследования влияния геометрических параметров обмотки возбуждения и якоря, а также присоединенной массы на соответствующие показатели преобразователя.

Синтезированный ЭМ-объект  $S_K$  стал теоретической основой для разработки нового электромеханического устройства с нетрадиционной формой активных элементов (НФАЭ). По результатам работы была подана заявка на оформление патента Украины на изобретение.

Идея нового индукционно-динамического двигателя состоит в особой форме обмотки возбуждения

(ОВ) и якоря (Я), что приводит к улучшению его электромагнитных характеристик.

Коаксиальный индукционно-динамический электродвигатель содержит многовитковую ОВ 1 с параллельными торцовыми сторонами, которая с одной торцевой стороны закреплена относительно массивного упора 2, а с другой торцевой стороны ОВ расположен подвижный сплошной электропроводный якорь 3, который соединен с неэлектрическим исполнительным элементом 4, причем форма обращенной в сторону движения торцевой поверхности ОВ и форма прилегающей поверхности массивного якоря выполнены идентичными (рис.1). Обмотка возбуждения состоит из последовательно соединенных и радиально расположенных секций, причем секции, направленные от внутренней и внешней секций к области среднего диаметра, последовательно сдвинуты одна относительно другой в направлении движения якоря.

ОВ закреплена относительно массивного упора при помощи неподвижных коаксиальных concentрических неэлектропроводных полых цилиндров 5, у каждого из которых от одной к другой торцевой стороне выполнены два противоположно расположенных радиальных разреза 6, а оси разрезов смежных цилиндров перпендикулярны. Между секциями ОВ упорядочено установлены коаксиальные концентрические медные цилиндры 7, в которых одна торцевая поверхность достигает поверхности ОВ, обращенной к Я, а вторая расположена за ее пределами и не контактирует с массивным упором. Торцевая сторона ОВ, которая обращена к массивному упору, расположена в герметичном корпусе 8 и охвачена жидким диэлектриком 9. В полости между ОВ и массивным упором расположены два патрубка 10, один из которых размещен в зоне между внутренней поверхностью ОВ и опорным цилиндром наименьшего диаметра, а второй – между опорным цилиндром наибольшего диаметра и внешней поверхностью ОВ. Один конец неэлектропроводного подвижного направляющего элемента 11, выполненного в виде штыря, который расположен вдоль оси, соединен с исполнительным элементом, а второй конец присоединен к возвратному узлу 12.

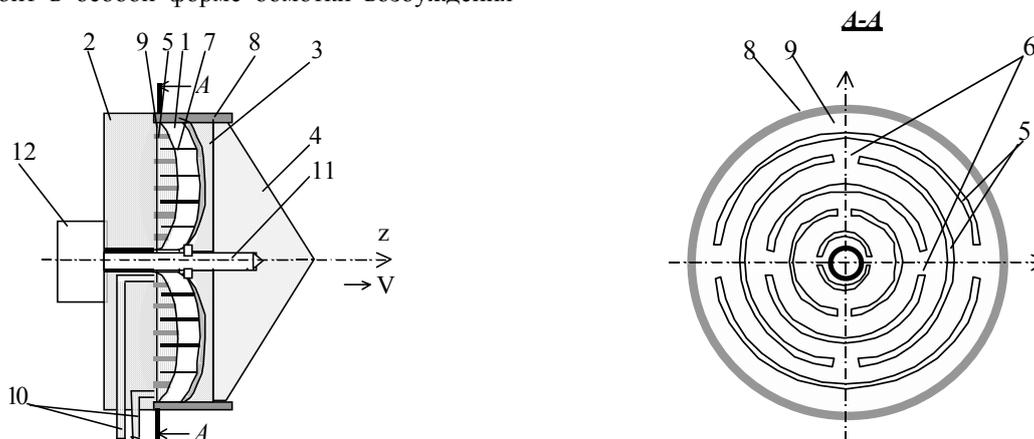


Рис. 1. Схема индукционно-динамического двигателя с НФАЭ

Как отмечалось ранее, этот двигатель был разработан на основе синтезированного ЭМ-объекта  $S_K = (ТЦ2.0х \times ТЦ2.0х)$ , принадлежащего к геометрическому классу ТЦ. В рамках генетической концепции структурной организации ЭМ-систем совокупность

заявленных геометрических классов (ЦЛ, КН, ПЛ, ТП, СФ, ТЦ) следует рассматривать как дискретные реализации непрерывных геометрических преобразований, выбранные с позиции наибольшего распространения среди существующих электрических ма-

шин. Таким образом, от ТП к ТЦ можно перейти путем непрерывных геометрических преобразований. Промежуточным звеном между этими выбранными нами крайними точками является множество геометрических объектов, представляющих собой поверхность, полученную при вращении эллипса вокруг оси симметрии. Это дает нам право назвать форму этих объектов Тороид эллиптический (ТЭ). Предложенный индукционно-динамический двигатель относится к этому геометрическому классу, а ЭМ-объект  $S_k = (ТЦ2.0x \times ТЦ2.0x)$  является частным случаем ТЭ, когда оси вращающегося эллипса, который образует поверхность тороида, равны.

Такое определение геометрии активных элементов ЭМПЭ позволяет упорядочить множество возможных вариантов конструкций ЭМ-объектов, которые являются промежуточными этапами в процессе преобразования ТП в ТЦ и обратно. В дополнение к основным геометрическим характеристикам активных элементов ЭМ-системы введем коэффициент  $K$  соотношения малой оси  $a$  образующего эллипса к его большой оси  $b$ . Т.о. при  $K = 0$  активные элементы ЭМ-объекта относятся к геометрическому классу ТП, при  $K = 1$  – ТЦ, при  $0 < K < 1$  – ТЭ.

#### МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ

Рассмотрим электромеханические и энергетические процессы в индукционно-динамическом двигателе с НФАЭ (геометрический класс ТЭ) и сравним его показатели с преобразователем традиционной дисковой конструкции (геометрический класс ТП). Для возбуждения многовитковой статорной обмотки, намотанной относительно тонким проводом, от емкостного накопителя будем использовать симистор  $VS$ , обеспечивающий протекание полного периода первичного тока  $i_1(t)$  и сохранение части энергии источника с напряжением той же полярности после рабочего цикла, что упрощает циклическое функционирование преобразователя.

При расчете быстропротекающий рабочий процесс разбиваем на большое число элементарных интервалов времени  $\Delta t = t_{m+1} - t_m$ , в пределах которого все параметры, входящие в соответствующие дифференциальные уравнения в виде коэффициентов, считаем постоянными, а их изменение учитываем по соответствующим нелинейным характеристикам в момент  $t_{m+1}$ . Для расчета токов в многовитковой обмотке возбуждения и ускоряемом сплошном якоре последний представим в виде совокупности соответствующим образом расположенных  $n$  короткозамкнутых контуров элементарного сечения [4, 5].

Электрические процессы электромеханического преобразователя можно записать в виде матричного уравнения:

$$\dot{Y} = A(z) / (U - v(t) \times Mz \times Y - C - R(T, B)^T \times Y) \quad (1)$$

где  $\dot{Y}$  - вектор значений  $\frac{di_k}{dt}$ , где  $k = \overline{1, n+1}$ ;  $A$  - матрица

коэффициентов индуктивности и взаимоиנדуктивности;  $U$  - вектор значений начальных напряжений на АЭ;  $v$  - скорость якоря;  $Mz$  - матрица значений градиентов взаимоиנדуктивности;  $Y$  - вектор неизвестных значений токов;  $C$  - вектор интеграла емкости;  $R$  - вектор сопротивлений АЭ;  $T, B$  - температура и индукция магнитного поля токового контура;  $z$  - перемещение якоря.

Расчет данного матричного уравнения осуществляется численно с использованием метода Рунге-Кутты.

Для определения значений само- и взаимоиנדуктивности используются известные выражения для осесимметричных обмоток и элементарных катушек [6].

#### СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭМПЭ

В общем случае на процесс ускорения токопроводящего якоря в импульсном магнитном поле влияет значительное количество параметров. В их число входят параметры, характеризующие геометрию активных элементов индукционно-динамического преобразователя, индуктивности активных элементов системы, электрические характеристики, а также величину присоединенной разгоняемой массы. Т.к. число варьируемых параметров велико, то, для удобства исследования, перейдем от размерных величин к безразмерным, и заменим ряд параметров новыми обобщенными показателями. Сначала введем вспомогательный обобщенный параметр  $\alpha = a * \Delta / D$ , при помощи которого модифицируем известные формулы [7].

$$\varepsilon = \frac{x}{\alpha}, \quad (2)$$

$$\tau = \frac{t}{\sqrt{LC}}, \quad (3)$$

$$\sigma = \frac{m\alpha^2}{C^2 U_0^2 L}, \quad (4)$$

$$\varepsilon = \frac{v\sqrt{LC}}{\alpha}, \quad (5)$$

$$\varepsilon = \frac{aLC}{\alpha}, \quad (6)$$

$$j_1 = \frac{i_1}{U_0 \sqrt{\frac{C}{L}}}, \quad (7)$$

$$j_2 = \frac{i_2}{U_0 \sqrt{\frac{C}{L}}}, \quad (8)$$

где  $a$  - длина токовой полосы якоря в радиальном направлении для индукторной системы с осевой симметрией,  $\Delta$  - ширина токовой полосы якоря в аксиальном направлении,  $D$  - средний диаметр активных элементов,  $m$  - ускоряемая масса, остальные обозначения - общеприняты. Такой выбор приведенного перемещения  $\varepsilon$  позволяет модифицировать приведенную массу  $\sigma$  таким образом, чтобы различать индукторные системы одинакового среднего диаметра  $D$ , но имеющие разный коэффициент выпуклости  $K$  и ширины якоря  $\Delta$ .

Проведем исследование влияния коэффициент выпуклости  $K$  на коэффициент эффективности электромеханической системы  $\eta$  и коэффициент магнитной связи элементов системы

$$K_{\text{mag}} = \frac{M}{\sqrt{L_1 * L_2}}, \quad (9)$$

для различных значений  $\alpha_k = \Delta / D$ . Результаты математического моделирования представлены на рис. 2.

Анализ графиков распределения максимальных значений коэффициента эффективности системы  $\eta$  в зависимости от коэффициента выпуклости  $K$  при различных значениях  $\alpha_k$  показывает, что для электромеханической системы с параметром  $\alpha_2$  максимальные значения  $\eta$  для всего диапазона изменения  $K$ , выше, чем в остальных случаях.

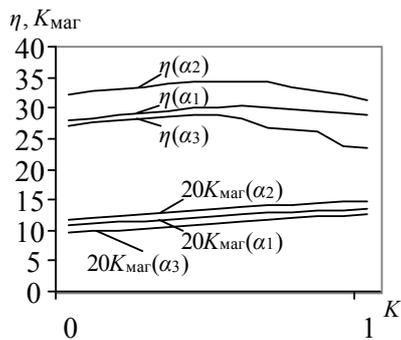


Рис.2. Зависимость  $\eta$  и  $K_{\text{mag}}$  от  $K$  для  $\alpha_1 = 0.02, \alpha_2 = 0.04, \alpha_3 = 0.06$

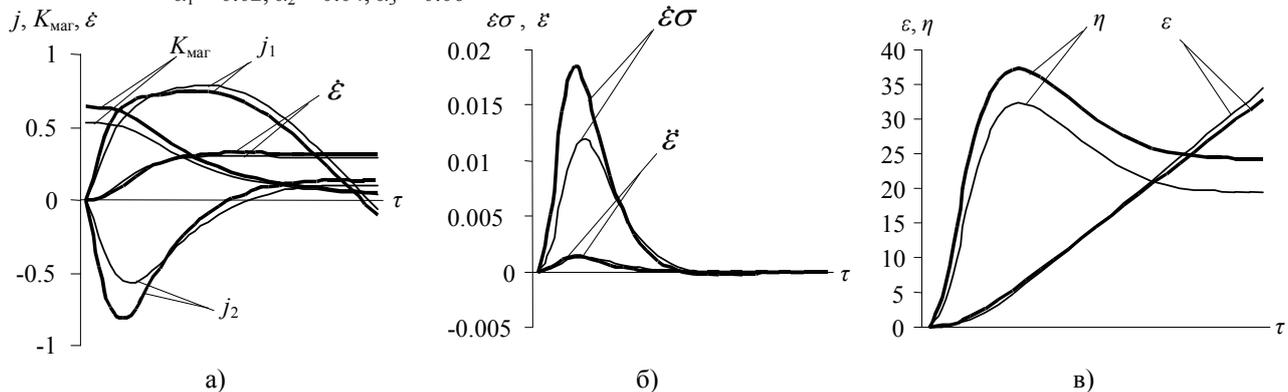


Рис.3. Кривые переходного процесса: — - для ТП; — - для ТЭ

В результате исследования графиков можно сделать вывод, что практически по всем основным электромеханическим характеристикам индукционно-динамический двигатель с НФАЭ превосходит индукционно-динамический двигатель с плоской формой активных элементов при заданных геометрических параметрах системы.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Результаты проведенного исследования наглядно свидетельствуют о широких возможностях генетического подхода к решению задач системного характера. Впервые определена область существования и порождающие структуры функционального семейства ЭМИП энергии индукционного типа, создана генетическая классификация и выполнен системный анализ генетической информации порождающих структур электромеханических преобразователей заданного функционального класса. На основе этой генетической классификации была синтезирована новая электромеханическая структура, принадлежащая к геометрическому классу ТЭ, которая легла в основу создания индукционно-динамического двигателя с НФАЭ. Разработана конструкция и проведены исследования электромеханических характеристик предложенного двигателя. Анализ результатов исследования доказывает преимущества предлагаемого двигателя перед индукционно-динамическим двигателем с плоской формой активных элементов. Также выявлены соотношения геометрических размеров элементов электромеханической системы, обеспечивающие наилучшие значения электрических и механических характеристик двигателя.

Запланировано дальнейшее исследование индукционно-динамического двигателя с НФАЭ, в частности, выявление зависимости коэффициента эффективности электромеханической системы  $\eta$  от относительной массы  $\sigma$ . Исследование зависимости безраз-

мерной скорости  $\varepsilon$ , ускорения  $\varepsilon$  и силы  $\sigma\varepsilon$  от относительной массы  $\sigma$ .

Таким образом, имеем еще одну геометрическую характеристику, выраженную через безразмерный параметр  $\alpha_k$ , для проектирования индукционно-динамического двигателя с НФАЭ.

На рис.3 представлены кривые, характеризующие переходный процесс для электромеханической системы с плоской формой активных элементов, относящейся к геометрическому классу ТП и индукционно-динамического двигателя с НФАЭ, относящегося к геометрическому классу ТЭ, при  $\alpha_2$  и  $K$ , обеспечивающих максимальный  $\eta$ .

Эти исследования помогут раскрыть весь спектр преимуществ предлагаемого двигателя перед традиционным, помогут выработать рекомендации по конструированию индукционно-динамического двигателя с НФАЭ, выявить дополнительные соотношения геометрических характеристик, обеспечивающие наилучшие показания выходных параметров, определить режимы работы и нагрузки, при которых эффективнее использовать предложенный двигатель.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] В.Ф. Шинкаренко, Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288с.
- [2] Ямпольский Ю.Г. О проектировании оптимальных линейных импульсных электродинамических двигателей возвратно-поступательного движения // Электротехника. - 1990. - № 2. - С. 51-55.
- [3] Болюх В.Ф., Любимова Л.А. Структурный анализ электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа // Вісник Східноукраїнського нац. ун-ту. 2002. № 1. С. 91-98.
- [4] Болюх В.Ф., Данько В.Г., Любимова Л.А. Сравнительный анализ импульсных электромеханических преобразователей электродинамического и индукционного типа // Техн. електродинаміка. Тем. випуск: Проблеми сучасної електротехніки. - 2002. - Ч. 3. - С. 70-75.
- [5] Болюх В.Ф., Данько В.Г., Любимова Л.А. Структурный анализ индукционно-динамических двигателей при импульсном возбуждении // Вестник НТУ «ХПИ». 2002. № 4. С. 15-21.
- [6] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей: Справочная книга. – 3-е изд., перераб. И доп. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. Отд-ние, 1986. – 488 с.: ил.
- [7] Андреев А.Н., Бондалетов В.Н. Индукционное ускорение проводников и высокоскоростной привод // Электротехника. - 1973. - № 10. - С. 36-41.

Поступила 12.07.2003

## ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ИНДУКТИВНОСТЕЙ РАССЕЙНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ С РАЗВИТЫМИ МАГНИТНЫМИ ПОТОКАМИ РАССЕЙНИЯ

Пентегов И.В., д.т.н., проф., Рымар С.В., к.т.н.  
Институт электросварки им. Е.О.Патона НАН Украины  
ул. Боженко, 11, Киев-150, 03680, Украина  
тел. +38(044) 227-23-88, E-mail: penteg@i.com.ua

*Получили дальнейшее развитие методы расчета индуктивностей рассеяния основных типов силовых трансформаторов с развитыми магнитными потоками рассеяния, применяемых в преобразовательных устройствах, источниках питания, совмещенных с фильтрами высших гармоник тока, и в источниках питания сварочной дуги*

*Дістали подальший розвиток методи розрахунку індуктивностей розсіювання основних типів силових трансформаторів з розвиненими магнітними потоками розсіювання, які застосовуються у перетворюючих пристроях, джерелах живлення, сполучених з фільтрами вищих гармонік струму, й у джерелах живлення зварювальної дуги*

### ВСТУПЛЕНИЕ

В сварочной технике известно, что если в источнике питания вместо трансформатора с жесткой вольтамперной характеристикой (ВАХ) и дросселя, который делает ВАХ крутопадающей, применять трансформаторы с развитыми магнитными потоками (далее потоками) рассеяния, имеющими крутопадающую ВАХ, масса сварочного источника питания уменьшается на 30 % [15]. Этот факт послужил причиной широкого применения сварочных трансформаторов с развитым рассеянием в источниках питания для дуговой сварки [15].

Область применения трансформаторов с развитыми потоками рассеяния можно значительно расширить. Аналогичного снижения массы можно добиться в источниках вторичного электропитания. Например, в случае, когда к трансформатору подключена силовая преобразовательная установка с выпрямителем и батареей конденсаторов. Такие нагрузки (частотно управляемые электроприводы, инверторы) сильно искажают форму тока в электрических сетях, доводя суммарный коэффициент гармоник тока – Total Harmonic Distortion (THD<sub>t</sub>) до 80...90 %. Для снижения THD<sub>t</sub> между трансформатором и выпрямителем обычно последовательно в каждую фазу включают 3 % или 5 % реакторы. Если вместо традиционного трансформатора и реакторов использовать трансформатор с развитыми потоками рассеяния, то можно получить существенный выигрыш в массе и стоимости источника питания.

В последнее десятилетие существенно ухудшился гармонический состав тока в распределительных сетях практически всех стран мира. Это связано с увеличением количества потребителей электроэнергии, имеющих в своем составе силовые преобразовательные установки с выпрямителями и конденсаторными батареями, частотно управляемые электроприводы, инверторы, компьютеры и т.п. Высокий уровень высших гармоник тока приводит к увеличению потерь в сетях и нагрузках, увеличению активных потерь и может приводить к возникновению аварийных ситуаций.

Одним из успешных способов подавления высших гармоник тока, являются фильтры, состоящие из индуктивных и емкостных элементов. Часто такие фильтры работают в комплексе с источниками вторичного электропитания, содержащими силовые трансформаторы, с жесткой ВАХ. В этих случаях также целесообразно использовать трансформаторы с развитыми потоками рассеяния и совместить индуктивные элементы с трансформатором. К тому же, трансформаторы с развитыми потоками рассеяния, при наличии ряда дополнительных обмоток, позволяют обеспечить продольные и поперечные индуктивные элементы в схемах фильтров.

Разработка трансформаторов для источников вторичного электропитания, совмещенных с фильтрами высших гармоник тока, также является актуальной задачей.

Для решения этих задач необходимо с высокой точностью рассчитывать индуктивности рассеяния трансформаторов с развитыми потоками рассеяния.

Основы теории расчета индуктивностей рассеяния сварочных трансформаторов были заложены в Институте электросварки им. Е.О. Патона и опубликованы в монографиях Б.Е. Патона и В.К. Лебедева [15, 16]. Методики расчета индуктивностей рассеяния сварочных трансформаторов, разработанные В.К. Лебедевым [5 – 9], до настоящего времени используют проектировщики сварочного оборудования. Для расчета индуктивностей рассеяния использовались аналитические методы и методы моделирования поля с применением электролитических ванн и электропроводящей бумаги. Однако электролитическая ванна и электропроводящая бумага имеют конечные размеры, что приводит к возникновению погрешности при моделировании поля. Погрешность расчета индуктивностей рассеяния по этим методикам для различных типов сварочных трансформаторов не превосходит 15...30 %, по сравнению с опытными данными.

Вторичные источники электропитания выпускаются промышленностью массово и имеют широкую номенклатуру, разнящуюся по техническим характеристикам, и требуют более высокой точности расчета

индуктивностей рассеяния трансформаторов, чем для сварочных источников питания.

Решению этой задачи и посвящена настоящая статья. Работа является логическим продолжением и усовершенствованием методик, предложенных в работах [5 – 9, 15, 16].

Для простоты изложения рассмотрим двухобмоточные трансформаторы, поскольку расчет индуктивностей рассеяния многообмоточных трансформаторов по полученным формулам не представляет сложностей. Индуктивности рассеяния приведем к первичной обмотке трансформатора. Магнитную проницаемость стали магнитопровода, примем равной бесконечности. Эффектом вытеснения потока из проводников обмоток пренебрежем.

Рассмотрим однофазные трансформаторы: с развитыми поперечными потоками рассеяния; с развитыми поперечными потоками рассеяния и магнитным шунтом; с развитыми яремными потоками рассеяния. А также трехфазный трансформатор с развитыми поперечными потоками рассеяния.

### ОДНОФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С РАЗВИТЫМИ ПОПЕРЕЧНЫМИ ПОТОКАМИ РАССЕЯНИЯ

Развитые поперечные потоки рассеяния в трансформаторе обеспечиваются разнесением первичной и вторичной обмоток по длине стержней магнитопровода, см. рис. 1, благодаря чему потоки проходят от стержня к стержню. На рис. 1 даны обозначения:  $a, b$  – соответственно толщина и ширина стержня магнитопровода;  $h_{ок}, l_{ок}$  – соответственно высота и ширина окна магнитопровода;  $h_{к1}, h_{к2}$  и  $C_{кo1}, C_{кo2}$  – соответственно высоты и общие толщины катушек с первичной и вторичной обмотками;  $l_{к1}, l_{к2}$  – охлаждающие каналы между боковыми поверхностями катушек с обмотками;  $\Delta h_{12}$  – расстояние между торцами катушек с первичной и вторичной обмотками.

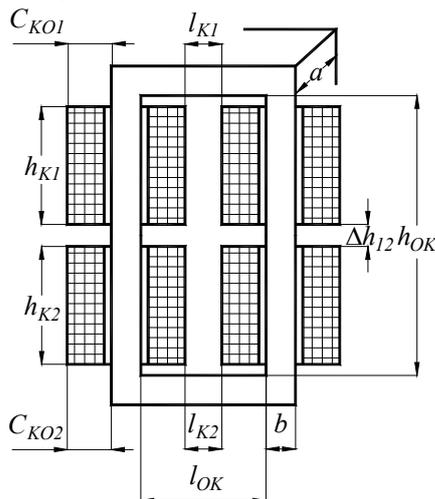


Рис. 1. Однофазный трансформатор с развитыми поперечными магнитными потоками рассеяния

В трансформаторе с поперечным рассеянием потоки рассеяния можно условно разделить на поперечный поток рассеяния, распространяющийся между стержнями магнитопровода и на составляющую лобового

потока рассеяния, проходящего от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода. Составляющая лобового потока рассеяния, проходящая через стержни магнитопровода и окружающее обмотки пространство, в плоскостях перпендикулярных стержням, учитывается в основном поперечном потоке рассеяния. Индуктивность рассеяния трансформатора (индуктивность короткого замыкания), обусловленная названными потоками определяется по формуле:

$$L_{\kappa} = L_s + \Delta L_{\lambda}, \quad (1)$$

где  $L_s$  – индуктивность рассеяния поперечных потоков, распространяющихся между стержнями магнитопровода;  $\Delta L_{\lambda}$  – составляющая индуктивности рассеяния потока, проходящего от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода.

Из аналогии уравнений электростатического поля в проводящей среде, электростатического и магнитного полей и существования связи между параметрами этих полей, геометрическая проводимость, м, геометрически подобных систем равна [1, 13]:

$$g = G/\gamma = C/\varepsilon = G_m/\mu, \quad (2)$$

где  $G$  – электрическая проводимость среды, См;  $\gamma$  – удельная проводимость среды, См/м;  $C$  – емкость, Ф;  $\varepsilon$  – диэлектрическая проницаемость среды, Ф/м;  $G_m$  – магнитная проводимость среды;  $\mu$  – магнитная проницаемость среды, Гн/м.

При плоскопараллельных полях удельная геометрическая проводимость (проводимость на единицу длины), равна:

$$g_y = G_y/\gamma = C_y/\varepsilon = G_{m,y}/\mu. \quad (3)$$

Здесь  $G_y$  – удельная электрическая проводимость среды, См/м;  $C_y$  – удельная емкость, Ф/м;  $G_{m,y}$  – удельная магнитная проводимость, Гн/м.

В общем случае индуктивность связана с  $G_m$  соотношением [13]:

$$L = G_m w_1^2, \quad (4)$$

где  $w_1$  – количество витков первичной обмотки трансформатора.

При плоскопараллельном поле индуктивность на единицу длины связана с  $G_{m,y}$  соотношением:

$$L_y = G_{m,y} w_1^2. \quad (5)$$

В работе [3] приведены зависимости для определения удельной емкости  $C_y$  между двумя прямоугольными оболочками с параллельными сторонами, показанными на рис. 2. Численные значения даны с погрешностью 1 %, по сравнению с опытными данными.

Конфигурации электростатического поля между двумя прямоугольными оболочками с параллельными сторонами и электромагнитного поля между стержнями магнитопровода подобны [1, 13], см. рис. 2. Аппроксимируя зависимости удельной емкости [3] и используя уравнение (3), получим аппроксимационную формулу для расчета удельной геометрической проводимости между прямоугольными оболочками:

$$g_{n.o}(a,b,l) = 1,06312n(b,l)^{1,1} + 1,07443(b/l)^{n(b,l)}[a/b + 0,7/n(b,l)^2], \quad (6)$$

где  $l$  – расстояние между оболочками;  $n$  – коэффициент:

$$n(b,l) = 1 - (\sqrt{l/b} - \sqrt{0,5})/25. \quad (7)$$

По формулам (6) и (7) можно рассчитать удельную геометрическую проводимость между стержнями магнитопровода:

$$g_y = g_{n.o}(a, b, l_{ок}). \quad (8)$$

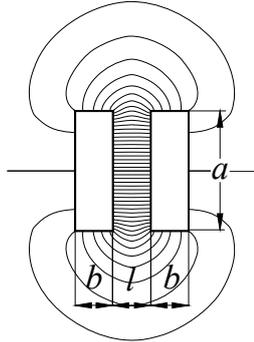


Рис. 2. Распределение силовых линий магнитного поля между стержнями магнитопровода и электростатического поля между одинаковыми прямоугольными оболочками с параллельными сторонами

При использовании уравнений (3) и (5) индуктивность рассеяния на единицу длины будет равна:

$$L_y = \mu_0 w_1^2 g_y. \quad (9)$$

Здесь  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$  Гн/м – магнитная постоянная.

С учетом формулы (9), индуктивность рассеяния между стержнями магнитопровода будет равна [15, 18]:

$$L_s = \mu_0 w_1^2 g_y [(h_{к1} + h_{к2})/3 + \Delta h_{12}]. \quad (10)$$

Для расчета составляющей лобового потока рассеяния, проходящей от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода введем в рассмотрение величины  $h_k$ ,  $C_{ко}$ , соответствующие средним значениям высоты и ширины катушек с обмотками:

$$h_k = (h_{к1} + h_{к2})/2; C_{ко} = (C_{ко1} + C_{ко2})/2. \quad (11)$$

Также необходимо ввести вместо реального расстояния между торцами катушек с первичной и вторичной обмотками  $\Delta h_{12}$ , эквивалентное расстояние между ними  $\Delta h$ , которое позволит исключить повторный учет радиального плоскопараллельного потока, уже учтенного в формуле (10) при определении удельной геометрической проводимости  $g_y$ :

$$\Delta h = (h_k/7) \text{th}(7\Delta h_{12}/h_k). \quad (12)$$

Аппроксимационная формула (12) получена на основании накопленных данных по существующим трансформаторам.

Введем в рассмотрение величину, определяющую эквивалентную длину лобовой части обмотки  $l_n$ , которая также рассчитывается по аппроксимационной формуле, полученной на основании накопленных данных по существующим трансформаторам:

$$l_n = a[2,92 - 1,8 \exp(-4\Delta h_{12}/b)]. \quad (13)$$

Рассмотрим систему (1/2 трансформатора), показанную на рис. 3,а, состоящую из двух обмоток с количеством витков в каждой  $w$ , расположенных вдоль ферромагнитного (стального) полупространства  $A - A$  с магнитной проницаемостью  $\mu_c = \infty$ .

Воспользуемся методом зеркальных отображений [4]. Отобразим обмотки на рис. 4,а относительно плоскости  $A - A$ . Получим две обмотки 1 и 2 с шириной  $2C_{ко}$  на рис. 4,б. Если ток  $I$ , протекающий по обмоткам на рис. 4,а, создает вокруг них магнитное по-

ле с удельной индуктивностью рассеяния  $\Delta L_{a,y}^{(1/2)}$ , Гн/м, то ток  $2I$ , протекающий по обмоткам на рис. 4,б, создает такое же по напряженности и индукции магнитное поле с удельной индуктивностью рассеяния  $\Delta L_{a,y}^{(2/2)}$ . Энергия поля  $W^{(2/2)}$  на рис. 4,б в 2 раза

больше энергии поля  $W^{(1/2)}$  на рис. 4,а:

$$W^{(2/2)} = 2 W^{(1/2)}. \quad (14)$$

В свою очередь [12]

$$W^{(2/2)} = \Delta L_{a,y}^{(2/2)} (2I)^2 / 2; W^{(1/2)} = \Delta L_{a,y}^{(1/2)} I^2 / 2. \quad (15)$$

Подставляя выражения из (15), в уравнение (14), получим:

$$\Delta L_{a,y}^{(1/2)} = 2 \Delta L_{a,y}^{(2/2)}. \quad (16)$$

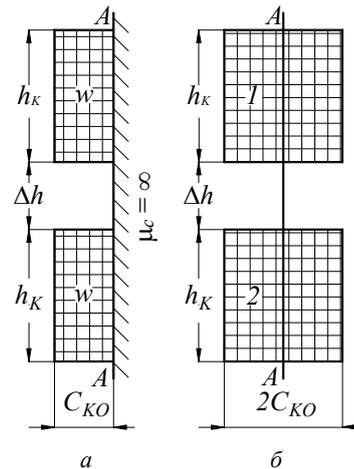


Рис. 3. Система из двух обмоток

Используя формулу для расчета индуктивности однофазной линии с одинаковыми проводами прямоугольного поперечного сечения, в случае тока низкой частоты [4, 10, 11], определим индуктивность системы на рис. 4,б:

$$\Delta L_{a,y}^{(2/2)} = \frac{\mu_0}{\pi} \ln \frac{g_{12}}{g} = \frac{\mu_0}{\pi} (\ln g_{12} - \ln g), \quad (17)$$

где  $g_{12}$  – среднее геометрическое расстояние (с.г.р.) между площадями поперечных сечений двух обмоток (прямоугольников);  $g$  – с.г.р. площадь поперечного сечения одной обмотки (прямоугольника) от самой себя.

Подставляя выражение (17) в формулу (16), можно получить выражение для нахождения значения удельной индуктивностью рассеяния  $\Delta L_{a,y}^{(1/2)}$  для системы на рис. 4,а.

Составляющая лобового потока рассеяния, проходящего от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода  $\Delta L_n^{(1/2)}$  для системы на рис. 4,а (1/2 трансформатора), определяется по формуле [10, 11, 15]:

$$\Delta L_n^{(1/2)} = w^2 l_n \Delta L_{a,y}^{(1/2)}. \quad (18)$$

Для всего трансформатора при последовательном и параллельном соединении катушек с обмотками составляющие лобового потока рассеяния, проходящей от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода соответственно равны [10, 11, 15]:

$$\Delta L_{л, посл.} = 2\Delta L_{л}^{(1/2)}; \quad \Delta L_{л, парал.} = \Delta L_{л}^{(1/2)}/2. \quad (19)$$

Поскольку количество витков в первичной и приведенной вторичной обмотке трансформатора  $w_1 = w'_2$ , то при последовательном соединении катушек количество витков  $w$  в формуле (18) равно  $w_1/2$ , а при параллельном соединении  $w_1$ . Следовательно, при любом соединении катушек, индуктивность  $\Delta L_{л}$ , с учетом формул (18) и (19) одинакова и равна:

$$\Delta L_{л} = w_1^2 l_{л} \Delta L_{л}^{(1/2)}/2. \quad (20)$$

Подставив в формулу (20) выражения (17) и (18), а также величины  $\ln g_{12}$  и  $\ln g$ , определяемые по уравнениям из работ [4, 10, 11], после преобразований получим формулу для вычисления составляющей лобового потока рассеяния трансформатора, проходящей от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода:

$$\begin{aligned} \Delta L_{л} = & \frac{\mu_0}{\pi} w_1^2 l_{л} \left[ \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta h}{h_k} + 2 \right)^2 \ln \left( \frac{\Delta h + 2C_{кО}}{h_k} + 2 \right) + \right. \\ & \left. + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta h}{h_k} \right)^2 \ln \left( \frac{\Delta h + 2C_{кО}}{h_k} \right) - \right. \\ & \left. - \left( \frac{\Delta h}{h_k} + 1 \right)^2 \ln \left( \frac{\Delta h + 2C_{кО}}{h_k} + 1 \right) - \ln \left( \frac{2C_{кО}}{h_k} + 1 \right) \right]. \quad (21) \end{aligned}$$

При близких линейных размерах катушек с первичной и вторичной обмотками, составляющие лобовых потоков рассеяния, проходящих от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода, для этих обмоток будут практически одинаковы и равны:

$$\Delta L_{л1} \approx \Delta L'_{л2} = \Delta L_{л}/2. \quad (22)$$

Погрешность расчетов индуктивностей рассеяния  $L_s$  и  $\Delta L_{л}$ , по сравнению с опытными данными, не превышает соответственно 2 % и 5%. Ввиду того, что  $L_s > \Delta L_{л}$ , общая погрешность расчета лежит в районе 2...3 %.

#### ОДНОФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С РАЗВИТЫМИ ПОПЕРЕЧНЫМИ ПОТОКАМИ РАССЕЯНИЯ И МАГНИТНЫМ ШУНТОМ

Развитые потоки рассеяния в трансформаторе также обеспечиваются разнесением первичной и вторичной обмоток по длине стержней магнитопровода и размещением в окне магнитопровода между обмотками магнитного шунта, см. рис. 4. Благодаря этому потоки проходят от стержня к стержню в окне магнитопровода и через магнитный шунт. На рис. 4,  $\Delta h_{1ш}$ ,  $\Delta h_{2ш}$  – расстояние между торцами катушек соответственно с первичной и вторичной обмотками и магнитным шунтом;  $l_{ш}$ ,  $b_{ш}$  – соответственно длина и ширина шунта;  $\delta_{ш}$  – величина немагнитного зазора между стержнями магнитопровода и магнитным шунтом.

Для трансформатора с магнитным шунтом, индуктивность рассеяния  $L_k$  рассчитывается по формуле (1), но индуктивность рассеяния  $L_s$  условно разделяется на две составляющие:  $L_{s1,2}$  – индуктивность рассеяния, обусловленная потоками рассеяния, проходящими между стержнями магнитопровода в зоне первичной и вторичной обмоток;  $L_{s,ш}$  – индуктивность рассеяния, обусловленная потоками рассеяния, про-

ходящими в зоне магнитного шунта. Таким образом, индуктивность

$$L_s = L_{s1,2} + L_{s,ш}. \quad (23)$$

Индуктивность рассеяния  $L_{s1,2}$  рассчитывается по формуле:

$$L_{s1,2} = \mu_0 w_1^2 g_v [(h_{k1} + h_{k2})/3 + \Delta h_{1ш} + \Delta h_{2ш}]. \quad (24)$$

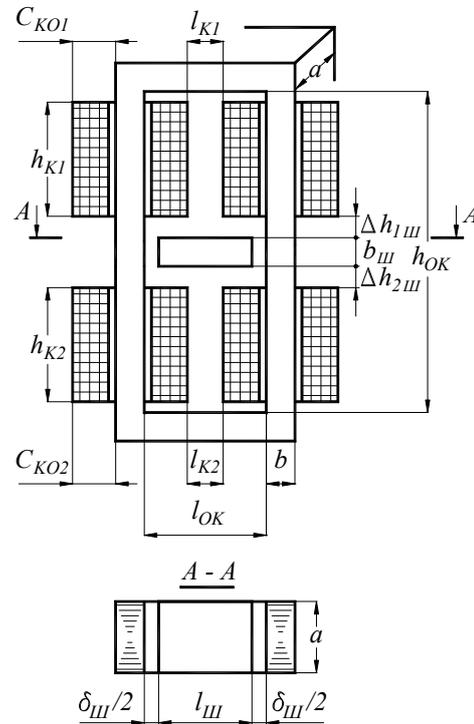


Рис. 4. Однофазный трансформатор с развитыми поперечными магнитными потоками рассеяния и магнитным шунтом

Индуктивность рассеяния  $L_{s,ш}$  определяется из выражения [19]:

$$L_{s,ш} = (L_{\delta,ш}^{-1} + L_{\mu,ш}^{-1})^{-1}, \quad (25)$$

где  $L_{\delta,ш}$  – индуктивность рассеяния между стержнями магнитопровода и магнитным шунтом:

$$L_{\delta,ш} = \mu_0 w_1^2 k_g S_{ш} / \delta_{ш}; \quad (26)$$

$k_g$  – коэффициент выпучивания потока в районе немагнитного зазора между стержнем магнитопровода и магнитным шунтом и может быть приближенно рассчитан по формуле [14, 20]:

$$k_g = 1 + \frac{0,307\delta_{ш}}{\pi} \left( \frac{1}{a} + \frac{1}{b_{ш}} + \frac{0,307\delta_{ш}}{\pi} \cdot \frac{1}{ab_{ш}} \right); \quad (27)$$

$S_{ш} = k_c a b_{ш}$  – площадь поперечного сечения шунта;  $k_c$  – коэффициент заполнения шунта пластинами электро-технической стали;  $L_{\mu,ш}$  – индуктивность цепи тока намагничивания [19] магнитного шунта:

$$L_{\mu,ш} \approx U_1 / (\omega I_{\mu,ш}); \quad (28)$$

$U_1$  – действующее значение напряжения на первичной обмотке трансформатора;  $\omega$  – угловая частота напряжения сети;  $I_{\mu,ш}$  – действующее значение тока намагничивания в магнитном шунте, которое может быть определено по методике работы [17]. Если шунт не насыщен, то индуктивность  $L_{\mu,ш}$  можно не учитывать. Насыщение шунта может происходить при толщине

шунта  $b_{ш}$ , меньшей толщины стержня магнитопровода  $b$ .

Используя выражения (25), (26) и (28), запишем формулу для нахождения индуктивности рассеяния  $L_{s,ш}$ :

$$L_{s,ш} = [\delta_{ш}/(\mu_0 w_1^2 k_{\theta} S_{ш}) + \omega I_{\mu,ш}/U_1]^{-1}. \quad (29)$$

Погрешность расчета индуктивности рассеяния  $L_s$  и индуктивности  $L_k$  по сравнению с опытными данными для трансформатора с магнитным шунтом, не превышает 5 %.

### ОДНОФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С РАЗВИТЫМИ ЯРЕМНЫМИ ПОТОКАМИ РАССЕЯНИЯ

На рис. 5 приведен эскиз понижающего трансформатора с наиболее часто встречающимся на практике вариантом расположения обмоток на стержнях магнитопровода. На рис. 5 даны обозначения:  $h_{к1л}$ ,  $h_{к1п}$  и  $C_{к1л}$ ,  $C_{к1п}$  – соответственно высоты и толщины катушек с частями первичной обмотки на левом и правом стержнях магнитопровода;  $h_{к2п}$ ,  $C_{к2п}$  – соответственно высота и толщина катушки со вторичной обмоткой на правом стержне магнитопровода;  $C_{ко,л}$ ,  $C_{ко,п}$  – общие толщины катушек с обмотками соответственно на левом и правом стержнях магнитопровода.

Повышенное значение индуктивности рассеяния в трансформаторе обеспечивается благодаря расположению витков первичной и вторичной обмоток на разных стержнях магнитопровода. За счет этого уменьшается электромагнитная связь витков обмоток трансформатора, и возрастают потоки рассеяния, которые проходят от ярма к ярму магнитопровода.

Обычно все витки обмотки низкого напряжения трансформатора располагают на одном стержне магнитопровода, а витки обмотки высокого напряжения – на разных стержнях (это связано с технологичностью намотки проводов меньшего поперечного сечения). При этом витки первичной обмотки и такое же количество приведенных витков вторичной обмотки на разных стержнях называют не скомпенсированными, а на одном стержне – скомпенсированными, из-за соответственно увеличения и уменьшения электромагнитной связи между обмотками.

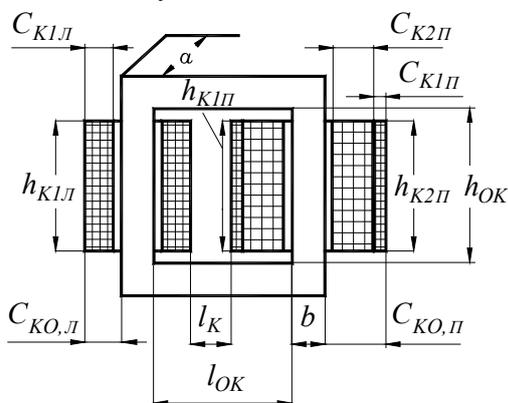


Рис. 5. Однофазный трансформатор с развитыми яремными магнитными потоками рассеяния

На рис. 6,а показано расположение первичной и вторичной обмоток в окне магнитопровода рассмат-

риваемого трансформатора. Первичная обмотка, с количеством витков  $w_1$ , имеет на левом стержне количество витков  $w_{1л}$  и соответственно для этих витков толщину и высоту катушки  $C_{к1л}$  и  $h_{к1л}$ . На правом стержне расположена вторичная обмотка с количеством витков приведенных к первичной обмотке  $w'_{2п}$  и соответственно толщиной и высотой  $C_{к2п}$  и  $h_{к2п}$ . На вторичную обмотку наматывается часть витков первичной обмотки с количеством витков  $w_{1п}$  и соответственно для этих витков толщиной и высотой катушки  $C_{к1п}$  и  $h_{к1п}$ . Между боковыми поверхностями катушек на левом и правом стержнях магнитопровода имеется охлаждающий канал  $l_k$ .

Количество витков первичной обмотки  $w_{1п}$  на правом стержне, компенсирует такое же количество приведенных витков вторичной обмотки. На рис. 6,а области со скомпенсированными витками затемнены и обозначены буквой "С". Оставшиеся части витков обмоток на стержнях являются не скомпенсированными и обозначены буквой "Н". На рисунке также даны обозначения:  $d_{1п,с}$ ,  $d_{2п,с}$  и  $d_{1л,н}$ ,  $d_{2л,н}$  – соответствующие расстояниям между стержнями и частями обмоток со скомпенсированными и с не скомпенсированными витками.

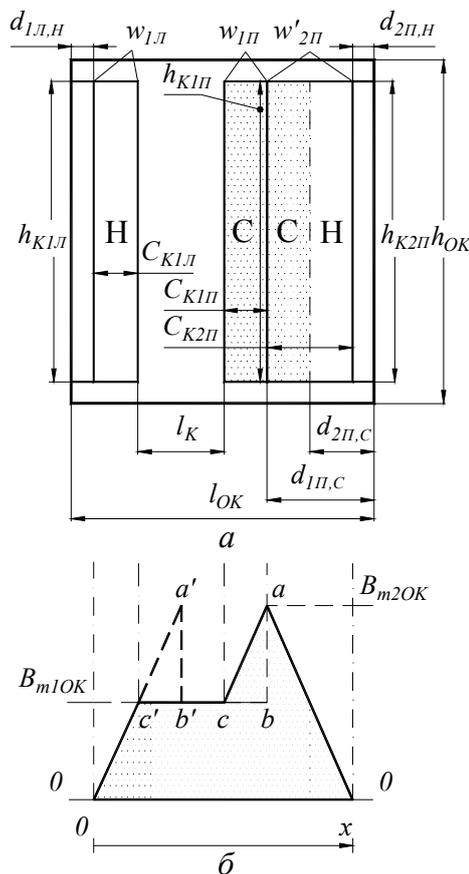


Рис. 6. Обмотки в окне магнитопровода трансформатора и эпюра распределения магнитной индукции в окне

Для трансформатора выполняются соотношения:

$$w_1 = w_{1л} + w_{1п}; \quad w'_2 = w'_{2п}. \quad (30)$$

На рис. 6,б показана эпюра распределения магнитной индукции в окне магнитопровода и амплитудные значения магнитной индукции на краях обмоток в окне магнитопровода –  $B_{m1ок}$  и  $B_{m2ок}$ . Для упрощения

расчетов при интегрировании магнитной индукции условно переместим треугольник  $abc$ , к левой границе эюры (треугольник  $a'b'c'$ ). При этом площадь эюры не изменится. Для этой эюры индуктивность рассеяния (магнитная индукция) рассчитывается, как и в случае трансформатора, имеющего первичную и вторичную обмотки на разных стержнях магнитопровода с толщиной катушек  $C_{к1л} + C_{к1н}$  и  $C_{к2н}$ . Уровень горизонтальной линии, характеризующей индуктивность рассеяния в канале между обмотками  $l_k$ , учитывается коэффициентом  $k_L$ .

Индуктивность рассеяния  $L_k$  рассматриваемого трансформатора можно условно разделить на 3 составляющие:  $L_{s,ок}$  – индуктивность рассеяния, обусловленная вертикальными потоками рассеяния в окне магнитопровода;  $L_{s,с.в}$  – индуктивность рассеяния, вызванная потоками от скомпенсированных витков обмоток вне окна магнитопровода;  $L_{s,я-л}$  – индуктивность рассеяния, обусловленная потоками рассеяния всех граней ярем и лобовых частей обмоток:

$$L_k = L_{s,ок} + L_{s,с.в} + L_{s,я-л}. \quad (31)$$

Индуктивность рассеяния в окне магнитопровода равна [2]:

$$L_{s,ок} = 2W_{ок}/i_1^2, \quad (32)$$

где  $W_{ок}$  – энергия магнитного поля в окне магнитопровода:

$$W_{ок} = \frac{1}{2} \int_V B_{ок} H_{ок} dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_V B_{ок}^2 dV = \frac{1}{2\mu_0} \int_{V_x} B_{ок}^2(x) dV_x; \quad (33)$$

$i_1$  – мгновенное значение тока в первичной обмотке трансформатора;  $V$  – объем занятый полем рассеяния;  $B_{ок}$ ,  $H_{ок}$  – соответственно магнитная индукция и напряженность магнитного поля в окне магнитопровода;  $V_x$  – объем занятый полем рассеяния на расстоянии  $x$  от начала оси координат ( $0, x$ ) (см. рис. 6,б);  $B_{ок}(x)$  – значение магнитной индукции на расстоянии  $x$  от начала оси координат.

После известных преобразований [2], используя интеграл (33) и зависимость  $B_{ок}(x)$ , согласно эюре на рис. 6,б, получаем выражение для определения индуктивности рассеяния в окне магнитопровода (расстоянием между первичной и вторичной обмотками на правом стержне магнитопровода пренебрегаем, см. рис. 6,а):

$$L_{s,ок} = \mu_0 k_R \frac{a + 2d_{cp}}{h_k} \left( k_L I_k + \frac{C_{к1л} + C_{к1н} + C_{к2н}}{3} \right) w_1^2. \quad (34)$$

Здесь  $k_R$  – коэффициент Роговского:

$$k_R = 1 - \sigma[1 - \exp(-1/\sigma)]; \quad (35)$$

коэффициент

$$\sigma = (C_{к1л} + C_{к1н} + l_k + C_{к2н})/(\pi h_k); \quad (36)$$

$d_{cp}$  – усредненная величина зазора между стержнями магнитопровода и обмотками с не скомпенсированными витками (см. рис. 6,а):

$$d_{cp} = (d_{1,л,н} + d_{2,н,н})/2; \quad (37)$$

$h_k$  – усредненная высота катушек с первичной и вторичной обмотками. При учете, что высоты катушек  $h_{к1н} \approx h_{к1л} \approx h_{к2н}$ :

$$h_k = (h_{к1л} + h_{к2н})/2. \quad (38)$$

Значение коэффициента  $k_L$  определяется по формуле:

$$k_L = \left( \frac{B_{m1ок}}{B_{m2ок}} \right)^2 = \left( \frac{\mu_0 k_R I_1 w_{1л}}{h_k} / \frac{\mu_0 k_R I_1 w_1}{h_k} \right)^2 = \left( \frac{w_{1л}}{w_1} \right)^2 \quad (39)$$

где  $I_1$  – действующее значение тока в первичной обмотке трансформатора.

Индуктивность рассеяния части обмоток со скомпенсированными витками вне окна магнитопровода определяется из выражения [2]:

$$L_{s,с.в} = \mu_0 k_R \frac{a + 2[b - d_{2,н,н} + \pi(C_{к2н} + d_{2,н,н})]}{h_k} \cdot \frac{2C_{к1н}}{3} w_{1н}^2 \quad (40)$$

Здесь коэффициент Роговского  $k_R$  для частей обмоток со скомпенсированными витками вычисляется по формуле (35), при коэффициенте

$$\sigma = 2C_{к1н}/(\pi h_k). \quad (41)$$

Индуктивность рассеяния между ярами магнитопровода найдена по методу суммы геометрических проводимостей между всеми симметричными гранями ярем [21].

В работе [3] приведены значения емкости тонкой прямоугольной пластины с размерами сторон  $x$  и  $y$ . Из связи параметров электростатического и магнитного поля геометрически подобных систем [1], см. уравнение (2), можно найти геометрическую проводимость  $g_{zp}$  между симметрично расположенными гранями верхнего и нижнего ярем магнитопровода, которая в 4 раза меньше геометрической проводимости одной пластины. Геометрическая проводимость  $g_{zp}$  определяется по аппроксимационной формуле:

$$g_{zp}(x, y) = \frac{\sqrt{xy}}{4} \left[ 2,4 + 1,14 \left( \frac{x+y}{\sqrt{xy}} \right)^{0,858} \right]. \quad (42)$$

У трансформатора на верхнем и нижнем ярем содержится 5 пар симметрично расположенных граней. Поэтому геометрическая проводимость между ярами магнитопровода, с учетом выражения (42), будет равна [21]:

$$g = g_{zp}(a, l_я) + 2[g_{zp}(b, l_я) + g_{zp}(a, b)]. \quad (43)$$

Здесь  $g_{zp}(a, l_я)$  – геометрическая проводимость между верхней и нижней гранями ярем;  $l_я$  – длина ярем,  $l_я = l_{ок} + 2b$ ;  $g_{zp}(b, l_я)$  – геометрическая проводимость между верхней и нижней фронтальными гранями ярем;  $g_{zp}(a, b)$  – геометрическая проводимость между верхней и нижней боковыми гранями ярем.

Используя формулы (2), (4) и (43), индуктивность рассеяния между ярами с учетом рассеяния между лобовыми частями обмоток трансформатора определим из выражения:

$$L_{s,я-л} = k_n \mu_0 g w_{1л}^2. \quad (44)$$

Коэффициент  $k_n$ , учитывающий индуктивность лобовых частей обмоток, вычисляется по эмпирической формуле:

$$k_n = 1,1937[\exp(-k) - 0,05], \quad (45)$$

где коэффициент  $k$  равен:

$$k = (C_{к1л} + C_{к2н} - C_{к1н} + 2d_{cp})/(5a + 0,2h_k). \quad (46)$$

Числовые коэффициенты в формулах (45) и (46) определялись по сопоставлению рассчитанных значений индуктивности  $L_k$  с опытными данными изготовленных трансформаторов рассматриваемого типа, приведенными в литературе. Использование данных эмпирических формул гарантирует от ошибочных

результатов и повышает точность вычисления значения индуктивности  $L_{s,y-l}$ .

Погрешность расчетов индуктивностей рассеяния  $L_k$  в трансформаторе с яремным рассеянием, по сравнению с опытными данными, не превышает 10 %.

### ТРЕХФАЗНЫЙ ТРАНСФОРМАТОР С РАЗВИТЫМИ ПОПЕРЕЧНЫМИ ПОТОКАМИ РАССЕЯНИЯ

Развитые потоки рассеяния в трехфазном трансформаторе с поперечным рассеянием обеспечиваются разнесением первичных и вторичных обмоток фаз по длине стержней магнитопровода, см. рис. 7. На рис. 7 обозначения аналогичны обозначениям на рис. 1.

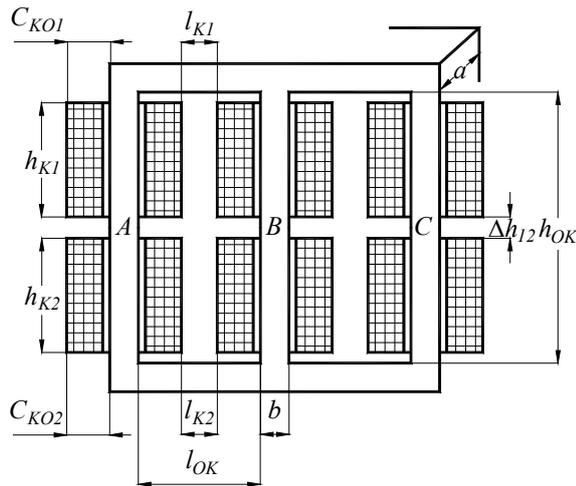


Рис. 7. Трехфазный трансформатор с развитыми поперечными магнитными потоками рассеяния

В трехфазном трансформаторе с поперечным рассеянием индуктивности рассеяния фаз, обмотки которых находятся на крайних стержнях магнитопровода, не равны индуктивности рассеяния фазы, обмотки которой расположены на центральном стержне магнитопровода [5]. Поэтому для расчета общей усредненной индуктивности рассеяния трехфазного трансформатора можно предложить формулы:

$$L_k = (L_{k,u} + L_{k,k})/2; \quad L_k = (L_{k,u} + 2L_{k,k})/3, \quad (47)$$

где  $L_{k,u}$ ,  $L_{k,k}$  – индуктивности рассеяния фаз расположенных соответственно на центральном и крайнем стержнях магнитопровода.

Первую формулу (47) можно использовать, если трансформатор работает на независимые нагрузки фаз. Вторая формула [4] применяется, в случае работы трансформатора на трехфазный выпрямитель.

Формулы для расчета индуктивностей  $L_{k,u}$  и  $L_{k,k}$  сходны с формулами расчета однофазного трансформатора с поперечным рассеянием:

$$L_{k,u} = L_{s,u} + \Delta L_{l,u}; \quad L_{k,k} = L_{s,k} + \Delta L_{l,k}. \quad (48)$$

Здесь  $L_{s,u}$ ,  $L_{s,k}$  – индуктивности рассеяния поперечных потоков соответственно центрального и крайнего стержней магнитопровода;  $\Delta L_{l,u}$ ,  $\Delta L_{l,k}$  – составляющие лобовых потоков рассеяния трансформатора, проходящих от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода.

Индуктивность  $L_{s,u}$  обусловлена поперечными потоками рассеяния, распространяющимися от цен-

трального стержня к двум крайним стержням магнитопровода. Индуктивность  $L_{s,k}$  обусловлена потоками рассеяния, проходящими между крайним и центральным, и двумя крайними стержнями магнитопровода.

Ортогональность магнитных полей в рассматриваемой задаче и электромагнитных полей одинаковых шин с параллельными сторонами трехфазной линии [4] позволяет определить индуктивность  $L_{s,u}$ , используя известные решения для индуктивностей трехфазной линии и принцип дуальности:

$$L_{s,u} = 4(L_{s,AB}^{-1} + L_{s,BC}^{-1})^{-1} = 2L_{s,AB}, \quad (49)$$

где  $L_{s,AB}$ ,  $L_{s,BC}$  – индуктивности поперечных потоков рассеяния, распространяющихся от центрального стержня (фаза B) к двум крайним стержням магнитопровода (фазы A и C). Причем, индуктивности  $L_{s,AB} = L_{s,BC}$ .

Индуктивность рассеяния  $L_{s,AB} = L_s$ , где  $L_s$  – индуктивность рассеяния однофазного трансформатора с поперечным рассеянием, вычисляемая по формуле (10), с учетом выражений (6) и (7).

Аналогично, индуктивность  $L_{s,k}$  будет равна:

$$L_{s,k} = 4(L_{s,AB}^{-1} + L_{s,AC}^{-1})^{-1} = 4L_{s,AB}L_{s,AC}/(L_{s,AB} + L_{s,AC}). \quad (50)$$

Здесь  $L_{s,AC}$  – индуктивность поперечных потоков рассеяния, распространяющихся от одного крайнего стержня (фаза A) к другому крайнему стержню магнитопровода (фаза C). Причем, индуктивность  $L_{s,AB} > L_{s,AC}$ .

Индуктивность рассеяния между двумя крайними стержнями  $L_{s,AC}$  рассчитывается по формуле (10), но удельная геометрическая проводимость  $g_y$ , с учетом формул (6) и (7), определяется при этом так:

$$g_y = g_{cm}(a, b, 2l_{ok} + b). \quad (51)$$

Составляющие лобовых потоков рассеяния трансформатора, проходящих от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода равны:

$$\Delta L_{l,u} = \Delta L_{l,k} = 2\Delta L_l, \quad (52)$$

где  $\Delta L_l$  – составляющая лобового потока рассеяния, проходящего от торца к торцу каждой катушки вне магнитопровода однофазного трансформатора, рассчитываемая по формуле (21), с учетом выражений (12) и (13).

Если необходимо, чтобы трансформатор имел одинаковые значения индуктивностей  $L_{k,u}$  и  $L_{k,k}$ , то надо увеличить расстояние  $\Delta h_{12}$  между торцами обмоток на крайних стержнях. Однако при этом увеличится масса магнитопровода трансформатора.

Погрешность расчетов индуктивностей рассеяния  $L_{k,u}$  и  $L_{k,k}$  по полученным формулам, по сравнению с опытными данными, не превышает 5 %.

Для трехфазных трансформаторов большой мощности можно применять также конструкцию с развитыми поперечными потоками рассеяния и магнитными шунтами. Однако конструкция магнитопровода должна выполняться таким образом, чтобы обеспечить свободное прохождение потоков между фазами трансформатора через магнитопровод и магнитные шунты. Рассчитывать индуктивности рассеяния в этом случае можно по формулам трехфазного трансформатора с развитыми поперечными потоками рассеяния и однофазного трансформатора с развитыми поперечными потоками рассеяния и магнитным шунтом.

Также, для трансформаторов большой мощности с развитыми потоками рассеяния, как однофазных, так и трехфазных, подходят традиционные конструкции трансформаторов с коаксиальным расположением первичной и вторичной обмоток [2]. При этом нужное значение индуктивности рассеяния обеспечивается выбором необходимого расстояния между первичной и вторичной обмоткой. Расчет индуктивности в этом случае ведется по известным формулам из работы [2].

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Трансформаторы с развитыми магнитными потоками рассеяния, помимо традиционной области их применения в сварочной технике, можно использовать в преобразовательных устройствах с выпрямителями и в источниках вторичного электропитания, совмещая их с фильтрами высших гармоник тока, заменяя традиционные источники питания с автономными фильтрами высших гармоник тока. При этом масса такой системы уменьшается приблизительно на 30 %. Создание источников питания, трансформаторы которых совмещены с фильтрами высших гармоник тока, актуально, поскольку такие источники существенно улучшают качество электрической энергии питающих сетей.

Получены уточненные формулы для расчета индуктивностей рассеяния основных типов трансформаторов с развитыми магнитными потоками рассеяния: однофазного трансформатора с развитыми поперечными потоками рассеяния; однофазного трансформатора с развитыми поперечными потоками рассеяния и магнитным шунтом; однофазного трансформатора с развитыми ярменными потоками рассеяния; трехфазного трансформатора с развитыми поперечными потоками рассеяния. Формулы позволяют с погрешностью от 3 до 10 %, по сравнению с опытными данными, рассчитывать индуктивности рассеяния в рассмотренных типах трансформаторов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники.– М.: Высш. шк., 1964.– 750 с.
- [2] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов.– Л.: Энергия, 1970.– 432 с.
- [3] Иоссель Ю.Я., Кочанов Э.С., Струнский М.Г. Расчет электрической емкости.– Л.: Энергия, 1969.– 240 с.
- [4] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Справочная книга.– Л.: Энергоатомиздат, 1986.– 488 с.
- [5] Лебедев В.К., Андреев В.В. Расчет тока короткого замыкания выпрямителя с несимметричным трансформатором обмоткой // Автоматическая сварка.– 1972.– № 8.– С. 16-18.
- [6] Лебедев В.К., Корицкий В.А. К расчету сопротивления короткого замыкания сварочного трансформатора с подвижной обмоткой // Автоматическая сварка.– 1961.– № 7.– С. 21-24.
- [7] Лебедев В.К., Корицкий В.А. Потери энергии в кожухах сварочных трансформаторов с развитым рассеянием // Автоматическая сварка.– 1965.– № 7.– С. 1-6.
- [8] Лебедев В.К. К расчету сопротивления короткого замыкания сварочного трансформатора с ярмовым рассеянием // Автоматическая сварка.– 1958.– № 4.– С. 37-43.

- [9] Лебедев В.К., Троицкий В.А., Белый Н.Г. Трансформатор с ярмовым рассеянием, регулируемым сварочным кабелем // Автоматическая сварка.– 1968.– № 6.– С. 61-65.
- [10] Лейтес Л.В., Пинцов А.М. Схемы замещения многообмоточных трансформаторов.– М.: Энергия, 1974.– 192 с.
- [11] Лейтес Л.В. Электромагнитные расчеты трансформаторов и реакторов.– М.: Энергия, 1981.– 392 с.
- [12] Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники: В 3 ч.– М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959.– Ч.2: Теория цепей переменного тока.– 444 с.
- [13] Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники: В 3 ч.– М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959.– Ч.3: Теория электромагнитного поля.– 232 с.
- [14] Основы теории электрических аппаратов / И.С. Таев, Б.К. Буль, А.Г. Гаджелло и др. / Под. ред. И.С. Таева.– М.: Высш. шк., 1987.– 352 с.
- [15] Патон Б.Е., Лебедев В.К. Электрооборудование для дуговой и шлаковой сварки.– М.: Машиностроение, 1966.– 360 с.
- [16] Патон Б.Е., Лебедев В.К. Элементы расчетов цепей и аппаратов переменного тока для дуговой сварки.– К.: Изд-во АН УССР, 1953.– 146 с.
- [17] Пентегов И.В., Рымар С.В. Метод расчета тока холостого хода трансформатора, ориентированный на использование в САПР // Техническая электродинамика.– 1996.– № 1.– С. 39-45.
- [18] Пентегов И.В., Рымар С.В. Особенности расчета трансформаторов с развитыми поперечными магнитными потоками рассеяния // Техническая электродинамика.– 1997.– № 2.– С. 41-48.
- [19] Пентегов И.В., Рымар С.В. Построение схем замещения и векторных диаграмм сварочных трансформаторов // Автоматическая сварка.– 1996.– № 4.– С. 23-31.
- [20] Родштейн Л.А. Электрические аппараты.– Л.: Энергоатомиздат, 1989.– 304 с.
- [21] Русин Ю.С. К вопросу расчета магнитной проводимости // Изв. ВУЗов. Приборостроение.– 1958.– № 5.– С. 32-36.

Поступила 27.11.2003

## СВЕРХБЫСТРОДЕЙСТВУЮЩИЕ БЕСКОНТАКТНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ НА ПОЛНОСТЬЮ УПРАВЛЯЕМЫХ СИЛОВЫХ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Сосков А.Г., д.т.н., проф., Алаев П.Н.

Харьковская национальная академия городского хозяйства

Украина, 61002, г. Харьков, ул. Революции, 12, ХНАГХ, кафедра электротехники

тел. (057) 707-31-11

Соскова И.А., к.т.н.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, г. Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра "Теоретическая и общая электротехника"

тел. (0572) 20-63-73

*Розглянуто принципи побудови зверхшвидкодійючих безконтактних вимикачів на повністю керованих силових напівпровідникових приладах, визначені області їхнього раціонального застосування. Проаналізовано різні способи розсіювання запасеної енергії в попередньо включеній індуктивності мережі й індуктивності навантаження при комутації силового ланцюга вимикачами, запропоновані аналітичні вирази для її розрахунку.*

*Рассмотрены принципы построения сверхбыстродействующих бесконтактных выключателей на полностью управляемых силовых полупроводниковых приборах, определены области их рационального применения. Проанализированы различные способы рассеивания запасенной энергии в предвключенной индуктивности сети и индуктивности нагрузки при коммутации силовой цепи выключателями, предложены аналитические выражения для ее расчета.*

### ВВЕДЕНИЕ

В последнее десятилетие полностью управляемые силовые полупроводниковые приборы (СПП) нашли самое широкое применение при создании вентиляльных преобразователей как ведомых сетью, так и автономных. Этому способствовали следующие факторы:

- высокие коммутационные параметры указанных приборов, например, современные силовые биполярные транзисторы с изолированным затвором (БТИЗ) в состоянии коммутировать с частотой в несколько десятков килогерц токи в 1000 А и более при напряжении до 2000 В;
- удобство реализации при управлении этими приборами различных методов широтно-импульсной модуляции при высокой частоте несущего сигнала, недоступной для однооперационных тиристоров;
- удачное оформление конструкции СПП в виде модулей, выполненных на основе прогрессивной интегральной технологии и включающих не только несколько силовых приборов, соединенных по наиболее часто применяемому стандартным схемам, но и надежные схемы их управления (драйверы);
- широкое предложение указанных СПП на мировом рынке компонентов силовой электроники при доступной цене.

Особенно эффективно применение полностью управляемых СПП при создании силовых вентиляльных преобразователей, обладающих высокой электромагнитной совместимостью, т.е. тех, у которых принудительно формируется входной ток, повторяющий форму входного напряжения.

Применение указанных приборов при создании силовых коммутационных аппаратов пока сдерживается из-за высоких потерь мощности во включенном

их состоянии (например, прямое падение напряжения на силовых БТИЗ в режиме насыщения составляет 3,2...3,7 В), а также из-за их низкой перегрузочной способности. Этому также способствует некий фетишизм, присущий устоявшемуся набору стандартных технических решений, апробированных в течение десятилетий при конструировании силовых защитных аппаратов и базирующихся на необходимости обязательной коммутации этими аппаратами сверхтоков при к.з., неизбежно возникающих в защищаемой цепи из-за замедленного срабатывания традиционных контактных аппаратов, которые не в состоянии пропустить современные полностью управляемые СПП.

Использование в электроаппаратостроении быстродействующих полностью управляемых ЭК на основе двухоперационных тиристоров, особенно силовых БТИЗ, позволяет создавать на их базе сверхбыстродействующие полупроводниковые выключатели (ВП), которые в состоянии коммутировать силовую цепь за время, не превышающее несколько микросекунд, т.е. практически мгновенно относительно скорости изменения аварийных токов и напряжений в промышленных сетях. В результате создаются благоприятные условия для построения сверхбыстродействующих систем селективной защиты, автоматического повторного включения и бесперебойного электрообеспечения, а также для обеспечения сверхнизкого уровня токоограничения в аварийных режимах при самых неблагоприятных условиях их возникновения. Указанное, несомненно, компенсирует присущие сверхбыстродействующим ВП недостатки, связанные с относительно высокими потерями мощности в цепях этих аппаратов, а также с их высокой стоимостью.

В то же время быстрая коммутация электрических цепей вызывает определенные проблемы, связанные с наличием в коммутируемых цепях индуктивностей и выводом накопленной в них энергии при

коммутации. Кроме того, быстротечность процессов при коммутации создает дополнительные проблемы при выполнении максимально-токовой защиты ВП с необходимым уровнем быстродействия.

ИЗЛОЖЕНИЕ ОСНОВНОГО МАТЕРИАЛА  
Рассмотрим эти процессы более подробно на примере отключения ВП нагрузки однофазной цепи переменного тока.

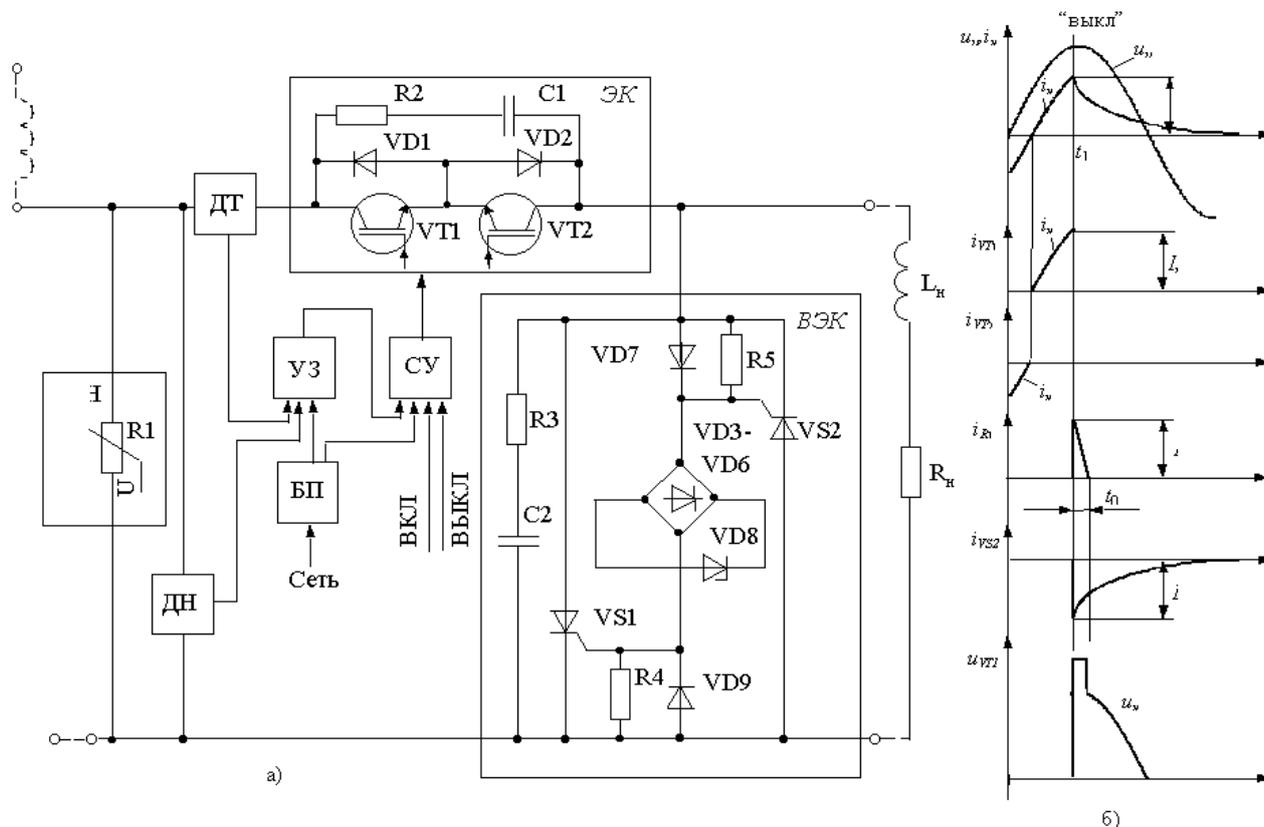


Рис.1 Однополюсный сверхбыстродействующий ВП переменного тока:  
а) – силовая часть; б) диаграмма работы

На рис.1,а представлена схема однополюсного сверхбыстродействующего ВП переменного тока, выполненного на основе силовых БТИЗ, и диаграммы, иллюстрирующие процессы изменения тока и напряжения при его отключении (рис.1,б). Состав схемы выключателя и назначение основных его узлов:

- главный электронный ключ ГЭК, состоящий из двух встречно-последовательно включенных силовых БТИЗ VT1 и VT2, шунтированных обратными диодами VD1 и VD2. Параллельно транзисторам включена демпфирующая RC-цепь (резистор R2, конденсатор C1). Этот ключ обеспечивает замыкание и размыкание главной цепи выключателя;
- вспомогательный электронный ключ ВЭК, состоящий из двух встречно-параллельно включенных тиристоров VS1 и VS2, демпфирующей RC-цепи (резистор R5, конденсатор C3), маломощного выпрямительного моста (VD3-VD6) и порогового стабилитрона VD7. Он включается одновременно с выключением ГЭК при превышении величиной ЭДС самоиндукции индуктивности нагрузки  $L_n$  величины напряжения стабилизации VD7 и обеспечивает вывод энергии, запасенной в этой индуктивности, путем ее рассеивания в сопротивлении нагрузки  $R_n$ ;

- ограничителя перенапряжений ОПН, состоящего из одного или нескольких последовательно включенных оксиднополупроводниковых варисторов (R1), обеспечивающих рассеивание запасенной в предвключенной индуктивности  $L_c$  энергии при выключении ГЭК, не создавая при этом опасных перенапряжений на входе выключателя;
- датчик тока ДТ, на выходах которого формируются сигналы, пропорциональные току нагрузки  $i_n$  и скорости его изменения  $di_n/dt$ ;
- датчик напряжения ДН, на выходе которого формируется сигнал пропорциональный напряжению на входе выключателя;
- устройство защиты УЗ, которое формирует на выходе сигнал при превышении напряжениями с выходов датчиков заданных пороговых значений (уставок);
- схема управления СУ, которая управляет работой электронных ключей, как в режиме оперативных коммутаций по сигналам "ВКЛ", "ВЫКЛ", поступающих от органов дистанционного управления, так и в аварийном режиме по сигналу с выхода УЗ;

- блок питания БП, обеспечивающий подачу постоянных напряжений, необходимого уровня в УЗ и СУ.

Работает выключатель следующим образом. Во включенном состоянии аппарата СУ по сигналу "ВКЛ" обеспечивает работу транзисторов VT1 и VT2 в режиме насыщения путем подачи на затворы этих транзисторов небольшого положительного напряжения (до +5 В по отношению к эмиттеру). При этом ток нагрузки  $i_n$  протекает всегда через последовательную цепь, состоящую из транзистора VT1 (или VT2) и диода VD2 (или VD1), создавая достаточно большое падение напряжения на полюсе выключателя (до 5 В). Об этом всегда необходимо помнить при использовании такого типа выключателей.

При аварийном отключении выключателя по сигналу УЗ или при оперативном отключении по сигналу "ВЫКЛ" СУ подает запирающие напряжения на затворы транзисторов VT1 и VT2 (-15 В по отношению к эмиттеру). Эти транзисторы практически мгновенно переходят в режим отсечки и размыкают главную цепь. Учитывая, что время выключения транзисторов (порядка одной микросекунды) мало по сравнению со временем изменения тока и напряжения, можно считать, что на интервале выключения транзисторов VT1 и VT2 ток  $i_n$  и входное напряжение практически постоянны. В этом случае электромагнитные процессы в схеме будут сходны с процессами отключения бесконтактным полупроводниковым контактором цепи постоянного тока [1]. Функцию обратного диода, замыкающего ток активно-индуктивной нагрузки ( $R_n, L_n$ ), в данном случае выполняет ВЭК, состоящий из встречно-параллельно включенных тиристоров VS1 и VS2, обеспечивающих рассеивание запасенной энергии в индуктивности  $L_n$  на сопротивлении нагрузки  $R_n$ .

Следует отметить, что внутреннее сопротивление источника переменного тока (генератора, трансформатора и др.) обычно имеет индуктивный характер, поэтому на рис.1,а оно представлено эквивалентной индуктивностью  $L_c$  (предвключенная индуктив-

ность). Последняя оказывает существенное влияние на процесс выключения аппарата, так как при этом всегда возникает необходимость выведения накопленной в ней энергии с обязательным ограничением перенапряжений на выключающихся транзисторах VT1 и VT2 на безопасном для них и сети уровне. Наиболее распространенным способом вывода этой энергии является рассеивание ее на нелинейных полупроводниковых элементах – варисторах или стабилитронах в виде тепловой энергии, имеющей наилучший показатель Дж/м<sup>3</sup>. В настоящее время наиболее энергоемкими являются ограничители перенапряжения (ОПН) на основе оксидно-цинковых варисторов (СН2-2, РНС-60). Такие приборы имеют высокое быстродействие и нелинейную вольтамперную характеристику, что позволяет эффективно ограничивать перенапряжения на ключевых элементах на заданном уровне за счет поглощения значительной дозы энергии, накопленной в индуктивности отключаемой сети. Встречно включенные стабилитроны или варисторы могут присоединяться как непосредственно на входе ВП (см. рис.1,а), так и параллельно ключу выключателя по другим, менее распространенным схемам [2].

Рассмотрим процессы выключения ВП (рис.1,б) более подробно. Предположим, что ток  $i_n$  протекает через включенный транзистор VT1 и диод VD2 и в момент времени  $t_1$  поступает сигнал на его запирающие. В результате перенапряжений, возникающих на индуктивностях  $L_c$  и  $L_n$  при выключении транзистора VT1, варистор R1 пробивается и начинает проводить входной ток  $i_{вх}$ , протекающий через индуктивность  $L_c$ . На рис.1,а полярность ЭДС самоиндукции показана в скобках. Одновременно происходит включение тиристора VS2 по следующей цепи: ЭДС самоиндукции  $L_n, R_n, VD9$ , мост VD3-VD6, VD7, управляющий переход VS2 и – ЭДС самоиндукции  $L_n$ . При этом, как уже указывалось, накопленная энергия в  $L_n$  рассеивается в нагрузке  $R_n$ .

Для расчета энергии, рассеиваемой в варисторе R1, воспользуемся упрощенной эквивалентной схемой (рис.2).

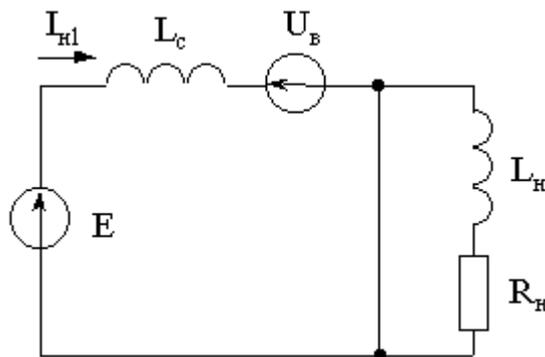


Рис.2 Упрощенная схема замещения ВП на интервале выключения

Предполагаем, что варистор имеет идеальную характеристику, т.е. напряжение стабилизации  $U_B$  не зависит от тока и равно напряжению пробоя варистора, определенному по вольтамперной характеристике при коммутируемом токе. Такое приближение приво-

дит к погрешности в расчете энергии (W) и времени отключения (t) не более 10% [2].

Обычно выбирают  $U_B = (1,5 \div 2,0) \cdot E$ , где  $E = U_m$  – максимальное значение сетевого напряжения (рассматривается наиболее неблагоприятный ре-

жим для выключения). При этом  $I_{H1} = \sqrt{2} \cdot I_H \cos \varphi$ , где  $I_H$  – действующее значение отключаемого тока нагрузки, а  $\varphi$  – сдвиг по фазе между током нагрузки и напряжением сети. Переходной процесс в левой части схемы рис.2 описывается следующим уравнением:

$$E = L_c \frac{di}{dt} + U_B, \quad (1)$$

при  $t = t_1$ ;  $i = I_{H1}$ ;  $-\frac{di}{dt} = \frac{U_B - E}{L_c}$ .

Решение этого уравнения при указанных начальных условиях будет иметь следующий вид:

$$i = \sqrt{2} \cdot I_H \cdot \cos \varphi - \left( \frac{U_B - E}{L_c} \right) \cdot t, \quad (2)$$

тогда время снижения тока до нуля

$$t_0 = \frac{\sqrt{2} \cdot I_H \cdot \cos \varphi \cdot L_c}{U_B - E}, \quad (3)$$

т.е. мы считаем, что за время  $t_0$  напряжение в сети практически не изменяется.

Энергия

$$W = U_B \int_0^{t_0} i dt = \frac{1}{2} \cdot L_c \cdot I_{H1}^2 \cdot \frac{U_B}{U_B - E},$$

или

$$W = L_c \cdot (I_H \cdot \cos \varphi) \cdot \frac{u^*}{u^* - 1}, \quad (4)$$

где  $u^* = \frac{U_B}{E}$ .

Максимально возможная энергия, выделяемая в варисторе ( $\cos \varphi = 1$ ):

$$W_{\max} = L_c \cdot I_H^2 \cdot \frac{u^*}{u^* - 1}. \quad (5)$$

Спадающий ток в нагрузке (см. правую часть схемы рис.2) определяется из следующего очевидного выражения

$$i_H = \sqrt{2} \cdot I_H \cdot \cos \varphi \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}. \quad (6)$$

где  $\tau = \frac{L_H}{R_H}$ .

Причем продолжительность этого процесса существенно выше, чем процесса, протекающего в варисторе.

В случае использования данного ВП в качестве выключателя постоянного тока необходимо его дополнить вторым ГЭК, который и образует второй полюс аппарата, обеспечивая таким образом нормальную работу выключателя при реверсе напряжения на нагрузке. При этом в каждом ГЭК вместо двух встречно включенных транзисторов используется

только один с введением последовательно с ним диода, исключающего воздействие обратного напряжения на транзистор.

Для рассеивания мощности, запасенной в предвключенной индуктивности сети, могут использоваться и линейные резисторы. Один из вариантов схем защиты от перенапряжений с использованием линейного резистора представлен на рис.3, на котором изображена силовая схема трехполюсного сверхбыстродействующего ВП переменного тока. Обычно линейные резисторы (например, проволочные) применяются в тех случаях, когда энергия, запасенная в индуктивности сети  $L_c$ , превосходит энергетические возможности существующих варисторов и стабилизаторов.

Трехполюсный ВП (рис.3) состоит из следующих основных узлов:

- главных электронных ключей ГЭК<sub>А</sub>, ГЭК<sub>В</sub> и ГЭК<sub>С</sub>, выполненных по той же схеме, что и ГЭК на рис.1,а. Эти ключи обеспечивают коммутацию главной цепи выключателя в нормальном и аварийном режимах;
- вспомогательного электронного ключа ВЭК1, выполненного на основе трехфазного тиристорного ключа, и обеспечивающего включение ограничительных линейных резисторов  $R_{огр}$  при отключении ВП;
- ограничительных линейных резисторов  $R_{огр}$ , предназначенных для ограничения перенапряжений на входе выключателя на безопасном уровне;
- вспомогательного электронного ключа ВЭК2, выполненного на силовых БТИЗ, включенных в треугольник, как и тиристоры в ВЭК1. ВЭК2 обеспечивает рассеивание энергии, запасенной в индуктивности нагрузки  $L_H$  в сопротивлении  $R_H$  при отключении выключателя;
- датчиков тока ДТ, на выходах которых формируются сигналы, пропорциональные току нагрузки каждого полюса  $i_H$  и скорости изменения этого тока  $\frac{di_H}{dt}$ ;
- датчиков напряжения ДН, на выходах которых формируются сигналы, пропорциональные линейным напряжениям трехфазной сети;
- устройства защиты УЗ, которое формирует на выходе сигнал для отключения ВП при превышении сигналами с выходов датчиков ДТ и ДН заданных пороговых значений (уставок);
- схемы управления СУ, которая управляет работой электронных ключей, как по сигналу УЗ в аварийном режиме, так и по сигналам "ВКЛ" и "ВЫКЛ" в режиме оперативных коммутаций. Причем по сигналу "ВЫКЛ" и сигналу с УЗ схема управления выдает сигналы на выключение ГЭК<sub>А</sub>, ГЭК<sub>В</sub> и ГЭК<sub>С</sub> и на включение ВЭК1 и ВЭК2, а по сигналу "ВКЛ" СУ выдает сигналы только на включение главных электронных ключей.

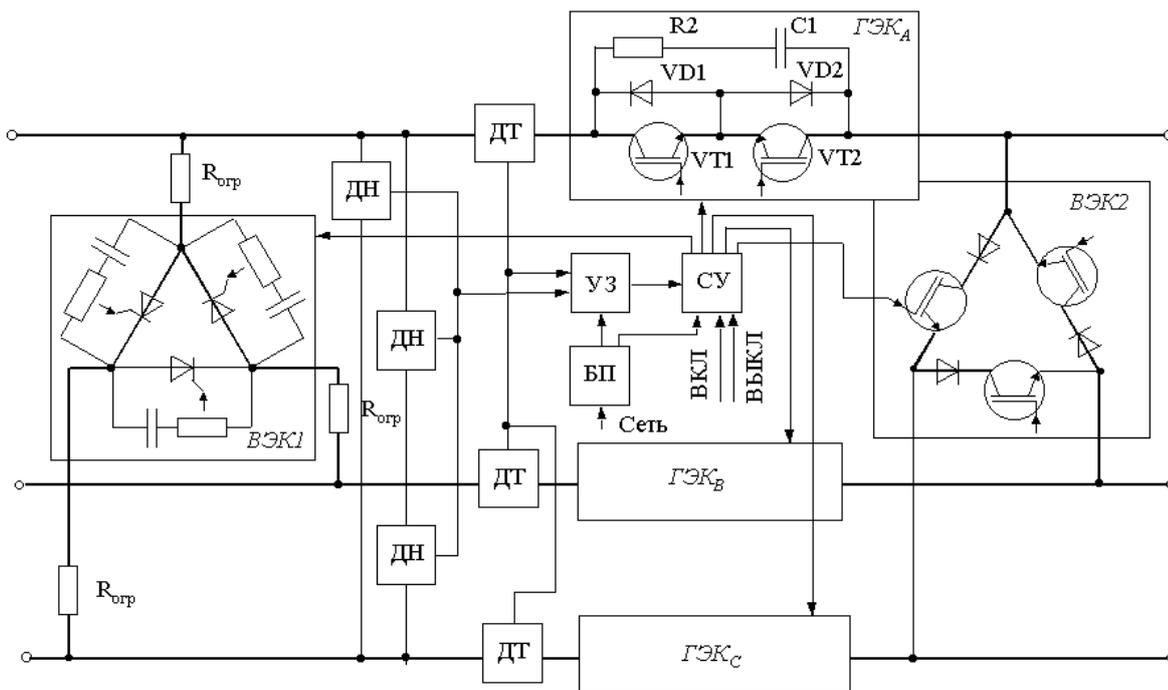


Рис. 3 – Трехполюсный быстродействующий ВП переменного тока:

Очевидно также, что максимальная энергия, выделяемая в ограничительном резисторе  $R_{огр}$  при отключении выключателя при самых неблагоприятных условиях, должна быть

$$W_{\max} = \frac{U_{\phi}}{2 \cdot R_{огр} \cdot f_c} \quad (7)$$

Для обеспечения безопасного уровня перенапряжений на входе выключателя в самом неблагоприятном случае, т.е. при отключении максимально допустимого для выключателя тока  $I_{\max \text{ доп}}$  (максимальная уставка по току) необходимо выполнить условие

$$R_{огр} \leq \frac{k_{пер} \cdot \sqrt{2} \cdot U_{\phi}}{I_{\max \text{ доп}}}, \quad (8)$$

где  $k_{пер} = 1,5 \dots 2,0$  – допустимый уровень перенапряжений.

Естественно, при отключении выключателем токов меньших  $I_{\max \text{ доп}}$  уровень перенапряжений будет ниже. Учитывая практически неограниченные возможности рассматриваемых ВП по быстродействию, кратность максимальной уставки по току срабатывания в режиме к.з. обычно не превышает двух. Такое высокое токоограничение также обеспечивается благодаря использованию комбинированной защиты по току (по величине и скорости нарастания).

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Очевидно, что быстродействующие ВП могут выполнять не только функции аппаратов защиты и управления, но и обеспечивать плавное регулирование напряжения на выходе выключателя, т.е. выполнять функции регуляторов. В этом случае наиболее целесообразно применять для управления ключами

ВП методы широтно-импульсной модуляции, которые прошли всестороннюю апробацию в системах управления различных преобразовательных устройств и особо хорошо себя зарекомендовали именно при управлении силовыми БТИЗ. Обеспечение даже при наличии достаточно "легких" сглаживающих фильтров практически синусоидальной формы потребляемого тока делает эти выключатели особенно привлекательными в современных условиях, когда требования к электромагнитной совместимости электротехнических и электронных устройств становятся определяющими при их выборе заказчиком.

Таким образом, наряду с очевидными недостатками сверхбыстродействующих ВП (большие потери энергии во включенном состоянии, низкая перегрузочная способность) им также присущи неоспоримые преимущества, большинство которых показаны выше. Поэтому для обеспечения рационального применения этих ВП необходимо, чтобы в каждом конкретном случае их использования преимущества ВП преобладали над недостатками, создавая результирующий технико-экономический эффект при эксплуатации.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Соскова И.А., Алаев П.Н. Расчет перенапряжений в полупроводниковых ключах электронных аппаратов постоянного тока с учетом предвключенной индуктивности сети // Вісник національного технічного університету "ХПІ". Тематичний збірник наукових праць "Нові рішення у сучасних технологіях" – 2001. - №14. – с.322–329.
- [2] Могилевский Г.В. Гибридные электрические аппараты низкого напряжения. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 232 с.

Поступила 28.04.04

## НЕКОТОРЫЕ АСПЕКТЫ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ НИЗКОВОЛЬТНОГО ЭЛЕКТРООБОРУДОВАНИЯ

В.Н. Терешин, д.т.н., проф., Л.Е. Богданова

Харьковская государственная академия городского хозяйства (ХГАГХ)

Украина, 61002, г. Харьков, ул. Революции, 12, ХГАГХ, кафедра “Электроснабжение городов”

тел. (0572) 707-33-28

*Розглянуті шляхи зниження площі розкидання захисних характеристик автоматичних вимикачів за рахунок: матеріала та конструкції теплового розчіплювача; способу калібрування; конструктивного виконання механізму вільного розчіплювання.*

*Рассмотрены некоторые пути снижения площади разброса защитных характеристик автоматических выключателей за счет: материала и конструкции теплового расцепителя; способа калибровки; конструктивного исполнения механизма свободного расцепления.*

В настоящее время весьма актуальным стал вопрос о ресурсосбережении, основой которого является своевременное, бесперебойное и качественное снабжение электроэнергией всех отраслей народного хозяйства и отдельных его предприятий. Эту задачу в основном выполняют всевозможные устройства защиты различных энергосистем. В зависимости от объекта и условий его эксплуатации устройства защиты могут состоять из отдельных аппаратов (подавляющее большинство) или представлять сложные комплексы. Наиболее распространенными аппаратами защиты являются автоматические выключатели (АВ), основными узлами которых являются: контактный; расцепления и управления. Контактный узел – это подвижный и неподвижный контакты с системой дугогашения в каждом полюсе. Узел расцепления – это один или несколько независимых расцепителей в одном полюсе, выполняющих разные функции. Узел управления – это механизм свободного расцепления АВ. Качественная и надежная работа узлов расцепления и управления и их взаимное влияние зачастую определяют и надежность работы АВ, что, в свою очередь, предопределяет исключение значительных материальных затрат.

Защита электрооборудования будет рациональной, если нижняя граница зоны 1 разброса защитных характеристик АВ будет во всех точках лежать выше верхней границы зоны 2 разброса предельно-допустимых нагрузок по току и времени защищаемого электрооборудования (рис.1). Надежность защиты будет тем лучше, чем ближе будут зависимости 1 и 2 и чем меньше будет площадь зоны 1, которая определяется нестабильностью срабатывания АВ при одинаковом значении тока перегрузки.

Рассмотрим пути сужения зоны 1 разброса защитных характеристик АВ.

Зона 1 разброса защитных характеристик АВ определяется, прежде всего, принципом функционирования АВ, а именно работой теплового расцепителя и механизма свободного расцепления.

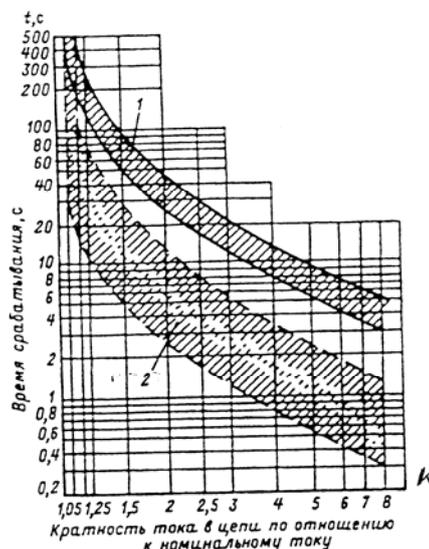


Рис. 1

Усилие, которое может преодолеть термометаллический расцепитель (наиболее традиционный из тепловых), уменьшается с увеличением его деформации (рис.2, прямая 1), а усилие противодействующих сил механизма свободного расцепления АВ наоборот увеличивается (рис.2, ломаная 2). Срабатывание АВ происходит за счет разности сил, причем, чем больше величина деформации, тем меньше эта разность [1]. Начиная с некоторого зазора срабатывание АВ вообще не может произойти. В соответствии с требованиями ГОСТа обычная рабочая температура токоведущих частей АВ не должна превышать 105 °С, которой соответствует определенное перемещение свободного конца термометаллического расцепителя. Например, для АВ типа АЕ2026 это перемещение составляет 4,1мм. Поэтому температура срабатывания при токах перегрузки должна быть выше, и она обычно составляет 140 °С. Для этой температуры перемещение свободного конца термометаллического расцепителя вышеназванного АВ составляет 5,9мм.

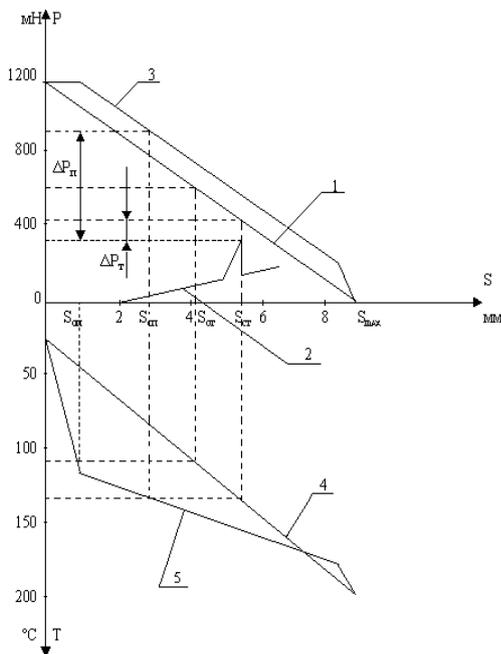


Рис. 2

Таким образом ход свободного конца термобиметаллического расцепителя АВ типа АЕ 2026 в интервале температур 105-140 °С составляет всего 1,8мм. Так как разность сил при такой сравнительно большой деформации термобиметаллического расцепителя мала (порядка 120 мН для АВ типа АЕ2026), а в противодействующие силы входят силы трения, которые очень нестабильны, то нестабильно и время срабатывания. Уменьшение противодействующих сил АВ ограничено требованиями вибро- и удароустойчивости. Увеличение сил, которые может преодолеть термобиметаллический расцепитель, ограничено требованиями соответствующих технических условий на АВ к их защитным характеристикам. Таким образом, стабильность защитных характеристик АВ будет определяться результатом соревнования двух сил в момент срабатывания: механического противодействия и развиваемых тепловым расцепителем. Чем больше в момент срабатывания будет эта разница сил, тем меньше будет площадь разброса защитных характеристик и соответственно выше стабильность срабатывания АВ при одинаковом значении тока перегрузки.

Увеличение сил, развиваемых термобиметаллическим расцепителем можно достичь уменьшением жесткости нагревателя. Наиболее перспективными в этом отношении являются конструкции термобиметаллических расцепителей представленные на рис.3 [2,3,4].

В этих расцепителях жесткость нагревателя не оказывает влияния на силы, которые может преодолеть термобиметаллический расцепитель.

Следующим шагом уменьшения площади разброса защитных характеристик АВ является тщательность их калибровки на токах перегрузки. Исследования работы АВ показали практическую нечувствительность их времени срабатывания к не-

значительному изменению (10-15%) принятого зазора между воздействующим концом термобиметаллического расцепителя и механизмом свободного расцепления при  $k > 2$  ( $k = I/I_n$ , где  $I_n$  - номинальный ток АВ). Но при  $k < 2$  такое изменение зазора приводит к существенному изменению времени срабатывания АВ [5]. Поэтому для сужения зоны 1 разброса защитных характеристик АВ (рис.1) их калибровку в зоне токов перегрузки необходимо производить только током калибровки с  $k < 2$ . В этом случае дисперсия времени срабатывания АВ при токах перегрузки с  $k \geq 2$  существенно уменьшается. Например, АВ типа А3716 с  $I_n = 40$ А в количестве пяти штук были отрегулированы по технологической инструкции на АВ данного типа током калибровки с  $k = 3$  на одинаковое время срабатывания 40с. Однако дисперсия их времени срабатывания при  $k = 1,45$  составила  $6574,75с^2$ , а при  $k = 1,35$  дисперсия достигла уже  $39694с^2$ . Обычно для отечественных АВ (например, серии АЕ20) защитная характеристика задается в нормируемых точках:

$k = 1,05$  – АВ не должен сработать в течение одного часа;

$k = 1,25$  - АВ должен сработать за время менее 20 мин;

$k = 7$  – АВ без термокомпенсации должен сработать за 1-16с., а АВ с термокомпенсацией – за 3-15с.;

$k = 10$  – АВ должен сработать за время менее 40мс.

Калибровка предусматривает попадание времени срабатывания АВ в заданный временной интервал в нормируемых точках защитной характеристики. Обычно при производстве АВ калибровку осуществляют на специальном оборудовании только по одной точке. На основании экспериментальных статистических данных указывается интервал времени срабатывания АВ, который при этом обеспечивает попадание защитной характеристики в указанную в технических условиях зону разброса. Например, при калибровке АВ типа АЕ2026 током  $k = 1,35$  время срабатывания АВ должно укладываться в интервал 7-12 мин. Эти требования должны быть ужесточены до 7-9 мин. Заметим, что такие и более жесткие требования для заводов-изготовителей АВ выдвигают заказчики по спецтемактике.

Сужения зоны разброса защитных характеристик АВ можно достигнуть изменением характера действия противодействующих сил. Для этого АВ снабжается промежуточным ударным ("моментным") устройством отключения токов перегрузки [6,7]. В таких АВ с ростом деформации термобиметаллического расцепителя усилие противодействующих сил АВ уменьшается, и срабатывание происходит за счет удара промежуточного механизма по рейке механизма свободного расцепления. Промежуточный механизм работает по принципу "прыгающего" диска [8]. АВ типа АЕ2026М с "моментным" отключением токов перегрузки в отличие от традиционных АВ типа АЕ2026 имеют меньший разброс по времени срабатывания на малых токах перегрузки ( $k \leq 2$ ), т.е. на тех токах перегрузки, где наблюдается наибольшая нестабильность защитной характеристики (при  $k = 1,25$  дисперсия уменьшается с  $37184,9с^2$  до  $13404,7с^2$ ). Такой же механизм имеет и АВ типа АЕ2046М.

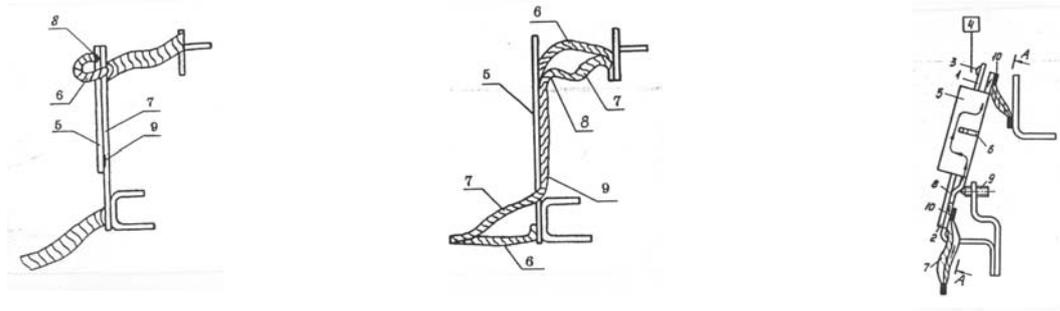


Рис. 3

Сужение зоны разброса защитных характеристик АВ может быть достигнуто заменой термобиметалла на материал, обладающий обратимой механической памятью формы (МПФ) [9]. Используемый МПФ (75Г25Д) имеет такую же термочувствительность, удельное электрическое сопротивление, термостойкость и т.п. как и используемый в расцепителях термобиметалл. Эти материалы в отличие от термобиметаллов имеют явно выраженную релейную зависимость величины деформации от температуры (зависимость 5 рис.2). До 120 °С деформация МПФ практически равна нулю, а от 120 °С до 180 °С – зона максимальной чувствительности. Так как температура срабатывания расцепителя из МПФ такая же, как и термобиметаллического расцепителя (140 °С), то перемещение свободного конца расцепителя из МПФ согласно рис.2 составляет  $S_{с.п.}=3,4$  мм. Таким образом, ход свободного конца расцепителя из МПФ в интервале температур 120-140 °С составляет  $S_{с.п.} - S_{о.п.}=2,6$  мм. В связи с уменьшением абсолютного перемещения свободного конца расцепителя из МПФ разность сил  $\Delta P_{п.}$  возрастает больше, чем в четыре раза (из рис.2  $\Delta P_{п.}=560$  мН). Такое возрастание разности усилий в момент срабатывания ведет к повышению стабильности защитной характеристики в зоне токов перегрузки АВ и, следовательно, к возможности сужения зоны разброса защитных характеристик. Наиболее простой по конструкции и надежный в работе расцепитель из МПФ описан в [10]. Как показали испытания АВ типа АЕ2026 с расцепителем из МПФ по [10] при снятии защитных характеристик, разброс по времени срабатывания на одном и том же токе не превышает 5%. Однако узкая зона разброса защитных характеристик АВ дополнительно вызывает необходимость согласования ее формы с формой предельно-допустимых нагрузок по току и времени защищаемого электрооборудования.

Таким образом, уменьшение зоны разброса защитных характеристик АВ может осуществляться за счет:

- калибровки АВ в зоне малых токов перегрузки ( $k < 2$ ) и уменьшения интервала времени срабатывания АВ при токе калибровки;
- уменьшения жесткости нагревателя и применения АВ с “моментным” отключением токов перегрузки;
- замены в тепловых расцепителях термобиметаллов материалами, обладающими обратимой механической памятью формы.

Приведение в лучшее соответствие формы защитных характеристик АВ с формой предельно-допустимых нагрузок по току и времени защищаемых объектов может быть осуществлено как сочетанием указанных мероприятий, так и разработкой специальных расцепителей для каждого конкретного случая.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Пути повышения стабильности защитной характеристики автоматических выключателей /К.К. Намитоков, В.Н. Терешин, А.Г. Коротков и др.// Сб.науч.тр.ин-та /Московский энергетический институт. – 1988 - №167. - с.5-11.
- [2] А.с. №995147 (СССР). Тепловой расцепитель косвенного нагрева /Ю.П. Астахов, А.В. Богословский, В.Н. Терешин. – 6 с.: ил.
- [3] Патент РФ №2095875. Автоматический выключатель /А.М. Гавриленко, В.И. Ломакин, В.Н. Терешин и др. – 12 с.: ил.
- [4] Патент РФ №2160941. Автоматический выключатель /А.М. Гавриленко, В.И. Ломакин, В.Н. Терешин и др. – 12 с.: ил.
- [5] Расчет защитных характеристик автоматических выключателей /К.К. Намитоков, В.Н. Терешин, П.Л. Пахомов и др.// Изв. ВУЗов. Электромеханика. – 1989, №7. – с.71-75.
- [6] А.с. №859184 (СССР). Автоматический выключатель /А.Г. Верзун, А.Ф. Морозов, В.А. Чернов и др. – 6 с.: ил.
- [7] А.с. №1479971 (СССР). Автоматический выключатель /К.К. Намитоков, В.Н. Терешин, Ю.А. Фролов и др. – 6 с.: ил.
- [8] Термобиметаллы: Композиции, обработка, свойства /Ю.А. Башкин, Ф.Б. Улановский, И.В. Перепелица и др. – М.: Машиностроение, 1986.
- [9] Использование материалов с памятью формы в расцепителях автоматических выключателей /К.К. Намитоков, В.Г. Брезинский, В.Н. Терешин и др.// Электротехника. – 1987, №4, с.47-49.
- [10] А.с. №1012367 (СССР). Расцепитель максимального тока /В.Г. Брезинский, В.Я. Гушин, В.Н. Терешин и др. – 2 с.: ил.

Поступила 31.10.2003

## ИТЕРАЦИОННОЕ ДВУХДВИГАТЕЛЬНОЕ ЛИНЕЙНОЕ ИСПОЛНИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ ПОДАЧ ПОВЫШЕННОЙ ТОЧНОСТИ

Худяев А.А., к.т.н., Антоненко Н.С.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра "Системы управления и автоматизация промышленных установок"

тел. (0572) 206 – 405, 206 – 376, 206 – 359.

Чебителько А.Е., к.т.н.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра "Теоретическая и общая электротехника"

тел. (0572) 206 – 405, 206 – 376, 206 – 359.

*Розглянуто спрощену схему конструкції і принцип дії ітераційного дводвигунного лінійного виконавчого пристрою, і наведено загальний вигляд відповідної конструкції дослідного зразка робочого механізму для двоканального за керуванням лінійного синхронного електропривода подачі механообробного верстата. Виконавчий пристрій, що пропонується, призначений для застосування в ітераційних двоканальних приводах зі значним інерційним навантаженням і дозволяє істотно підвищити динамічну і статичну точність керування робочим органом при збереженні необхідних силових впливів на об'єкт.*

*Рассмотрены упрощенная схема конструкции и принцип действия итерационного двухдвигательного линейного исполнительного устройства, и приведен общий вид соответствующей конструкции опытного образца рабочего механизма для двухканального по управлению линейного синхронного электропривода подачи механообрабатывающего станка. Предлагаемое исполнительное устройство предназначено для применения в итерационных двухканальных приводах со значительной инерционной нагрузкой и позволяет существенно повысить динамическую и статическую точность управления рабочим органом при сохранении требуемых силовых воздействий на объект.*

### ВВЕДЕНИЕ

Требования к качеству работы промышленных систем воспроизведения движений непрерывно повышаются. К станкам с ЧПУ и промышленным роботам многих технологических операций, прежде всего инструментального производства, предъявляются все более возрастающие требования к точности управления и величине развиваемых усилий. При определенном диапазоне соотношений этих противоречащих друг другу показателей в ряде случаев становится практически невозможным, а экономически нецелесообразным, обеспечение требуемых качественных характеристик промышленных модулей с помощью одноканальных электроприводов (ЭП) с чрезмерно большими коэффициентами усиления и предельно широкими полосами пропускания. Это относится, в первую очередь, к силовым позиционирующим манипуляторам сборочных линий и механизмам подач тяжелых механообрабатывающих станков, где наряду со значительными усилиями требуются высокая точность управления и микронная точность позиционирования. Имеется ряд технических задач, в которых невозможно дальнейшее существенное повышение точности воспроизведения движений без усложнения структуры системы управления ЭП и, как правило, соответствующей конструкции рабочего механизма (РМ).

Эффективным средством повышения точности управления особенно в динамических режимах при сохранении требуемых силовых воздействий на объект является применение многоканальных приводов, построенных по принципу грубого и точного управления. В таких многоканальных приводах существен-

ное повышение качества управления в широком частотном диапазоне достигается за счет итерационной структуры системы управления без значительного усложнения усилительных и корректирующих устройств [1-3].

В итерационных двухканальных системах управления положением механизма подачи механообрабатывающего центра порталного типа, рассмотренных в работе [4], грубое перемещение каретки при небольших диапазонах подачи (до 1...1,5м) может быть реализовано с помощью силового линейного привода и звена механической передачи движений, а при значительных перемещениях — с помощью асинхронного привода поворотного типа и ленточного движителя. Уточняющее движение осуществляется сравнительно маломощным, но быстродействующим синхронным двигателем линейного или поворотного типа с широким диапазоном частотно-токового управления. При этом взаимодействие грубого и точного исполнительных двигателей реализуется с помощью силовой упругой или жесткой (винтовой) передачи, связывающей их подвижные части.

Вместе с тем, РМ двухдвигательного линейного ЭП, построенного по итерационному принципу, конструктивно является более сложным по сравнению с линейным исполнительным устройством (ИУ), состоящим из одного линейного электродвигателя (ЛЭД), и даже по сравнению с двухкорным линейным синхронным двигателем (ЛСД) [5], поэтому требует дополнительных конструкторских решений. В данной статье рассмотрим упрощенную схему конструкции и принцип действия итерационного двухдвигательного

гательного линейного ИУ для двухканальных синхронных ЭП подач повышенной точности.

## ОСОБЕННОСТИ ИТЕРАЦИОННЫХ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ПРИВОДОВ

Многоканальные электромеханические системы управления, работающие по итерационным алгоритмам [1, 6], впервые получили распространение в военной, радиотехнической и космической технике в качестве информационно-управляющих, затем — в прокатке, в качестве систем, стабилизирующих раствор валков, а позже — в прецизионных металлорежущих станках в качестве высокоточных ЭП с пьезокомпенсаторами для быстрых периодических перемещений инструмента при незначительных усилиях резания [3,7] и в высококачественной бытовой технике [8].

Отметим, что в итерационном двухканальном ЭП первый, грубый канал решает в основном задачи усиления по мощности и воспроизведения на выходе низкочастотных составляющих спектра полезного сигнала. Второй, точный канал предназначен для усиления высокочастотных составляющих спектра мощности полезного сигнала. При этом номинальная мощность выходных каскадов точного ЭП может составлять около 10-25% мощности грубого, поскольку большая мощность передается на низких частотах.

Успешно развивается и находит все более широкое применение в промышленности глубокорегулируемый ЭП переменного тока, обладающий по сравнению с ЭП постоянного тока более высокой надежностью, лучшими энергетическими и массогабаритными показателями. Важным фактором, определяющим возможность реализации в механообрабатывающих станках высокоточного управления и позиционирования (до единиц и десятых долей микрона) инерционных объектов и механизмов является использование в качестве ИУ для двухканальных ЭП переменного тока синхронных ЛЭД на газовой смазке, обладающих значительными потенциальными возможностями и дающих наибольший эффект. В линейном синхронном приводе отсутствуют кинематические звенья преобразования вращательного движения в поступательное, и сведены к минимуму силы трения благодаря использованию аэроэстатических опор. Преимущества и перспективы применения ЛЭД были отмечены, в частности, еще в работе [9].

В последнее время практическое применение в опытных промышленных разработках ЭП получает итерационное подчиненное управление. Соответствующие итерационные на уровне различных контуров регулирования двухканальные системы позволяют существенно (на порядок и более) повысить как динамическую точность управления, так и точность позиционирования объекта.

Перспективным приводом для обрабатываемых центров является линейный синхронный привод на базе двухякорных ЛЭД, в котором формирование фазных токов в основной и дополнительной обмотках управления двигателем осуществляется по двум каналам управления контура тока, функционирующего по итерационному алгоритму [5]. Однако такой ЭП име-

ет недостаточно высокую статическую точность из-за негативного взаимовлияния электромагнитных полей, обусловленного особенностями конструкции двухякорного ЛСД с общей подвижной частью. Этот недостаток особенно проявляется в окрестностях точек позиционирования РМ в виде явления "локальной неустойчивости" объекта. Локальная неустойчивость РМ в точке позиционирования возникает вследствие одновременного действия на объект через общую подвижную часть ЛСД неуправляемых магнитных силовых линий в зонах основной и дополнительной обмоток якоря двигателя. Такие статические силовые линии обусловлены наличием в линейных проводах так называемых магнитных бугров, определенных конструкцией индуктора ЛСД. В результате, двухякорный линейный синхронный привод наряду с высокими быстродействием и динамической точностью управления, снижением установленной мощности преобразователей силовой части обладает недостаточно высокой для прецизионных станков точностью позиционирования РМ в заданной точке.

Максимальный эффект в системах воспроизведения движений, оснащенных требуемыми высокоточными датчиками, достигается при построении по итерационному алгоритму внешнего цифрового контура положения системы управления. Соответствующие итерационные двухканальные системы позволяют существенно (до двух порядков) повысить как динамическую точность управления, так и точность позиционирования объекта [4]. Однако, при этом требуются, как правило, наличия двух разнесенных по мощности и полосе пропускания исполнительных устройств, реализующих грубую и точную фазы управления рабочим органом модуля по положению, а также эффективного способа независимого суммирования перемещений.

Сочетание преимуществ глубокорегулируемого линейного привода и многоканальной структуры системы управления рабочими механизмами по наиболее ответственным координатам перемещений может обеспечить качественный скачок в создании высокоточных линейных ЭП для механообрабатывающих станков с ЧПУ.

## СХЕМА КОНСТРУКЦИИ ИТЕРАЦИОННОГО ДВУХДВИГАТЕЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ИСПОЛНИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Достижение максимального эффекта в классе итерационных двухканальных систем воспроизведения движений (с точки зрения повышения точности управления инерционными объектами станка) может быть обеспечено за счет применения двухдвигательного линейного синхронного ЭП подач объекта (заготовки или рабочего инструмента) по наиболее нагруженным координатам перемещения РМ.

Упрощенная схема конструкции итерационного двухдвигательного линейного синхронного ИУ с упругой механической связью (УМС) для передачи усилий показана на рис.1. Такое ИУ с возбуждением от постоянных высокоэрцитивных магнитов служит объек-

том управления двухканального, итерационного по контуру положения, линейного ЭП.

Двухдвигательное ИУ (см.рис.1) состоит из основного (грубого) ЛСД1, реализующего первую итерацию управления, и симметрично расположенного на нем дополнительного (уточняющего) ЛСД2 линей-

ных синхронных двигателей. ЛСД2 реализует вторую итерацию управления. Для передачи усилий от ЛСД1 к ЛСД2 подвижные части двигателей связаны между собой силовой упругой передачей (СУП) 14 с требуемой суммарной жесткостью.

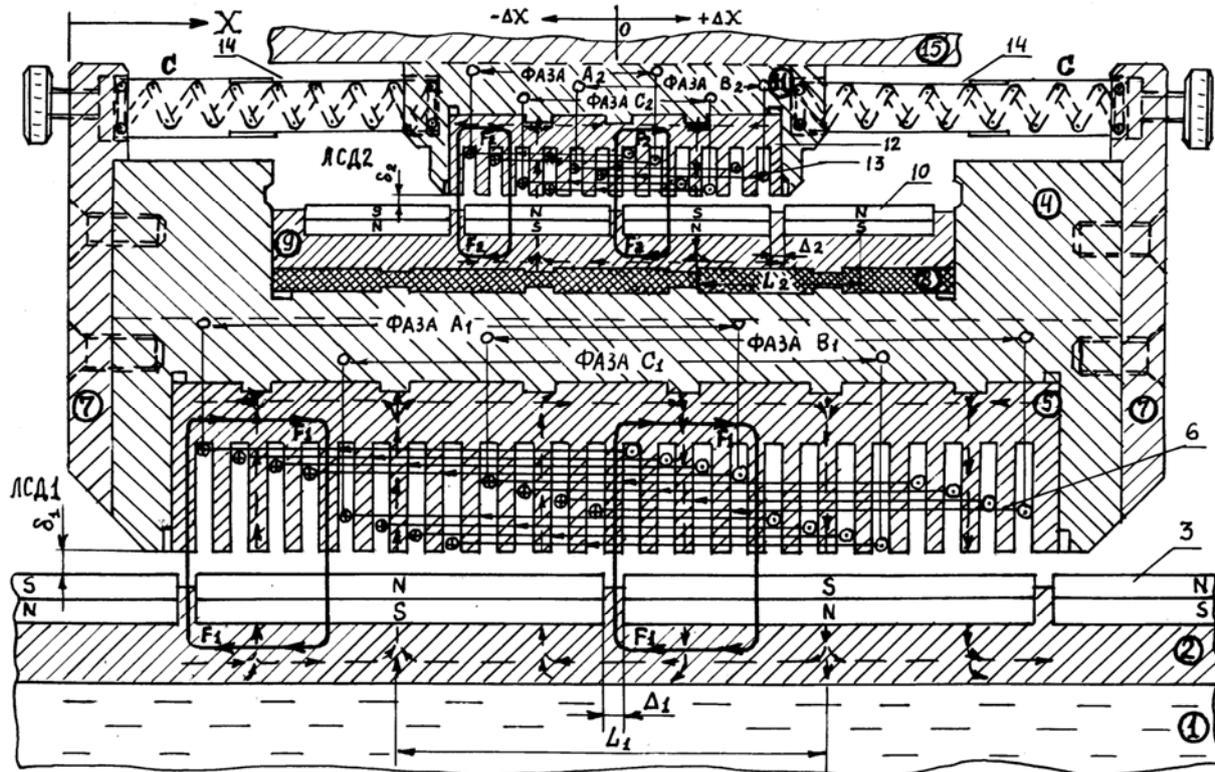


Рис.1. Упрощенная схема конструкции итерационного двухдвигательного линейного ИУ с УМС.

Неподвижные части ЛСД1 и ЛСД2 являются индукторами и состоят соответственно из магнитопроводов 2 и 9, на которых в два ряда (на рис. 1 видно только по одному ряду) закреплены (приклеены) постоянные магниты 3 и 10 из самарий-кобальтового сплава с переменнo чередующейся полярностью. Интервалы  $\Delta_1 = 3...6$  мм и  $\Delta_2 = 1,5...4$  мм соответственно между магнитами 3 и 10, а также расстояния  $L_1$  и  $L_2$  между их центрами являются постоянными параметрами индукторов и определяются конструктивными особенностями исполнения подвижных частей двигателей, в частности, полюсными делениями  $\tau_1$  и  $\tau_2$  и пазовыми шагами  $b_{u1}$  и  $b_{u2}$  соответственно статоров 5 и 12. Магнитопровод 2, в свою очередь, жестко закреплен на массивном горизонтально выставленном гранитном основании 1, а магнитопровод 9 — в корпусе 4 ЛСД1 на специальной разделяющей прослойке (изоляторе) 8, уменьшающей взаимовлияние электромагнитных полей.

Подвижные части ЛСД1 и ЛСД2 состоят из корпусов 4 и 11, к которым крепятся статоры 5 и 12 соответственно с основной 6 и дополнительной 13 обмотками управления, подвижные части датчиков абсо-

лютного положения  $X$  и скорости. Воздействия обратных связей по положению и скорости ЛСД1 в электроприводе могут формироваться и по сигналам одного линейного фазовращателя (индуктосина) путем последующей их обработки. На корпусе 11 устанавливается также датчик относительного положения  $\pm \Delta X$  основного и дополнительного двигателей, а сам корпус 11 жестко прикреплен к рабочему механизму 15. Механизм 15 представляет собой аналогичное линейное ИУ перемещения рабочего стола станка по ортогональной координате  $Y$ .

Конструктивно статоры 5 и 12 выполнены аналогично и состоят из пакетов склеенных листов электротехнической стали, в пазы которых уложены трехфазные ( $m=3$ ) обмотки управления 6 и 13, закрытые экранами. В общем случае статоры 5 и 12 различаются глубиной и шагом  $b_{u1}$  паза, а обмотки управления 6 и 13 — сечением и количеством витков  $w$  проводника. Статорам 5 и 12 соответствуют: число пазов  $z_1 = 24$  и  $z_2 = 12$ , число пар полюсов на фазу  $2p_1 = 4$  и  $2p_2 = 2$ , число пазов на полюс и фазу  $q_1 = 4$  и  $q_2 = 2$ . Примерное соотношение числа витков  $w_1$  основной и  $w_2$  дополнительной обмоток  $w_1/w_2 \approx 2$ .

Активная часть витка составляет 20% - 30% его общей длины.

Пунктирными линиями со стрелками на рис.1 графически показаны направления магнитных силовых линий полей, создаваемых постоянными магнитами 3 и 10, а сплошными замкнутыми линиями со стрелками — направления действия составляющих МДС (сил тяги) двигателей, создаваемых токами соответствующих фаз обмоток управления. В частности, условно показаны полезные силы  $F_1$  и  $F_2$ , возникающие в фазах  $A_1$  и  $A_2$  соответственно основной 6 статора 5 и дополнительной 13 статора 12 обмоток управления двухдвигательного ИУ. Стрелками показано также условное направление движения тока в обмотках 6 и 13.

Для исключения кинематического трения в РМ итерационного двухдвигательного линейного ЭП применены две независимые системы регулируемых аэростатических опор (на рис. 1 не показаны), несущие различную силовую нагрузку. Для первой системы нагрузкой служит подвижная часть ЛСД1 с индуктором ЛСД2, а для второй, более мощной, — весь рабочий механизм 15 с подвижной частью ЛСД2. С помощью аэростатических опор выставляются рабочие зазоры  $\delta_1 = 0,5...0,7$  мм двигателя ЛСД1 и  $\delta_2 = 0,1...0,3$  мм двигателя ЛСД2. Основанием для опор служит полированная гранитная направляющая 1 специального профиля.

Упругая механическая связь состоит из двух пар симметрично расположенных относительно корпуса 11 ЛСД2 силовых пружин 14 с требуемой жесткостью  $C$  и регулируемой начальной длиной  $l_0$ . Пружины 14 работают в специальных закрытых цилиндрах с вязкой средой и устанавливаются в ИУ с помощью боковых прижимных накладок 7, жестко соединяемых как с корпусом 4, так и с системой аэростатических опор ЛСД1. Торцы цилиндров с пружинами закреплены в накладках 7 и в корпусе 11 подвижной части ЛСД2. УМС с суммарной жесткостью  $4C$  служит для передачи усилий от подвижной части грубого к подвижной части уточняющего двигателей, а следовательно, и на весь РМ, и наоборот.

Для повышения тяговых характеристик и соответственно мощности линейного ИУ в каждом статоре 5 и 12 уложено по два идентичных друг другу параллельно соединенных пакета трехфазных обмоток управления 6 и 13. Каждый пакет возбуждается магнитными потоками, создаваемыми соответствующими рядами постоянных магнитов 3 и 10. Упрощенная схема соответствующего индуктора для каждого ЛСД аналогична схеме индуктора двухкорного ЛСД [5] и показана на рис.2 (вид сверху). Между рядами магнитов 1 может быть проложен теплоотводящий слой или теплообменник 2. Отрезками пунктирных линий со стрелками на рис.2 показаны направления магнитных силовых линий.

Таким образом, в рассмотренной конструкции итерационного двухдвигательного линейного ИУ с УМС (см. рис.1) векторы суммарных полезных уси-

лий  $\vec{F}_{\Sigma 1}$  и  $\vec{F}_{\Sigma 2}$ , создаваемых основным и дополнительными двигателями, через упругое звено 14 складываются на РМ 15, что приводит к пропорциональному увеличению результирующей силы тяги ИУ  $\vec{F}$ . В линейном ЭП с таким двухдвигательным ИУ реализуется итерационный принцип управления движением объекта и появляются качественно новые динамические возможности и свойства.

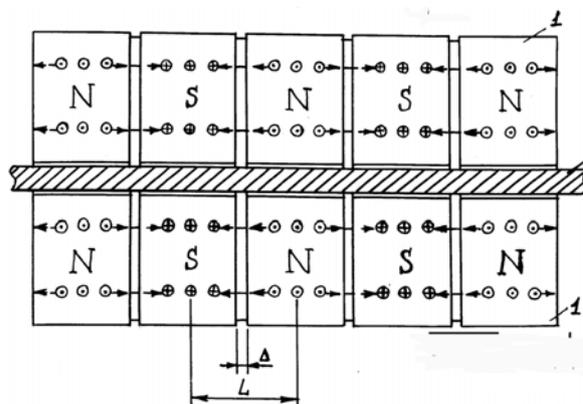


Рис.2. Упрощенная схема индуктора ЛСД (вид сверху):

1 — постоянные магниты с чередующейся переменной полярностью; 2 — теплоотводящий слой или теплообменник;  $\Delta$  — требуемый интервал между магнитами;  $L$  — расчетное расстояние между центрами магнитов.

#### ПРИНЦИП ДЕЙСТВИЯ РАБОЧЕГО МЕХАНИЗМА ДВУХДВИГАТЕЛЬНОГО ЛИНЕЙНОГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Рабочий механизм (манипулятор) двухдвигательного линейного ЭП, работающего по итерационному алгоритму [4,6], представляет собой сложное электропневмомеханическое устройство, предназначенное для перемещений рабочего стола механизма подачи станка по заданному закону  $X_{3Д}(t)$  [или  $Y_{3Д}(t)$ ] или в заданную точку плоскости  $XOY$  с линейной координатой  $X_{3Д}$  (или  $Y_{3Д}$ ) относительно точки абсолютного отсчета перемещений модуля. Условная конструкция и принцип действия РМ двухдвигательного линейного ЭП по координате  $X$  показаны на рис.3.

В соответствии со схемой конструкции ИУ (см. рис.1) основу РМ составляют два линейных синхронных двигателя: грубый—ЛСД1 и уточняющий—ЛСД2, взаимосвязано перемещающиеся по полированному гранитному основанию 1 (см. рис.3) в пазах специальной конфигурации. Платформа 2, жестко соединенная снизу с подвижной частью первого (грубого) линейного двигателя, перемещается по направляющей 3, представляющей собой индуктор ЛСД1. Сверху на платформе 2 закреплен индуктор 4 второго (уточняющего) линейного двигателя, по которому в пределах упругой деформации СУП 5 перемещается балка 6, жестко соединенная снизу с подвижной частью ЛСД2. На балке 6 крепится индуктор 7 ЛСД по координате  $Y$ , на подвижной части которого жестко устанавливается рабочий стол с заготовкой (на рис.3. не показан).

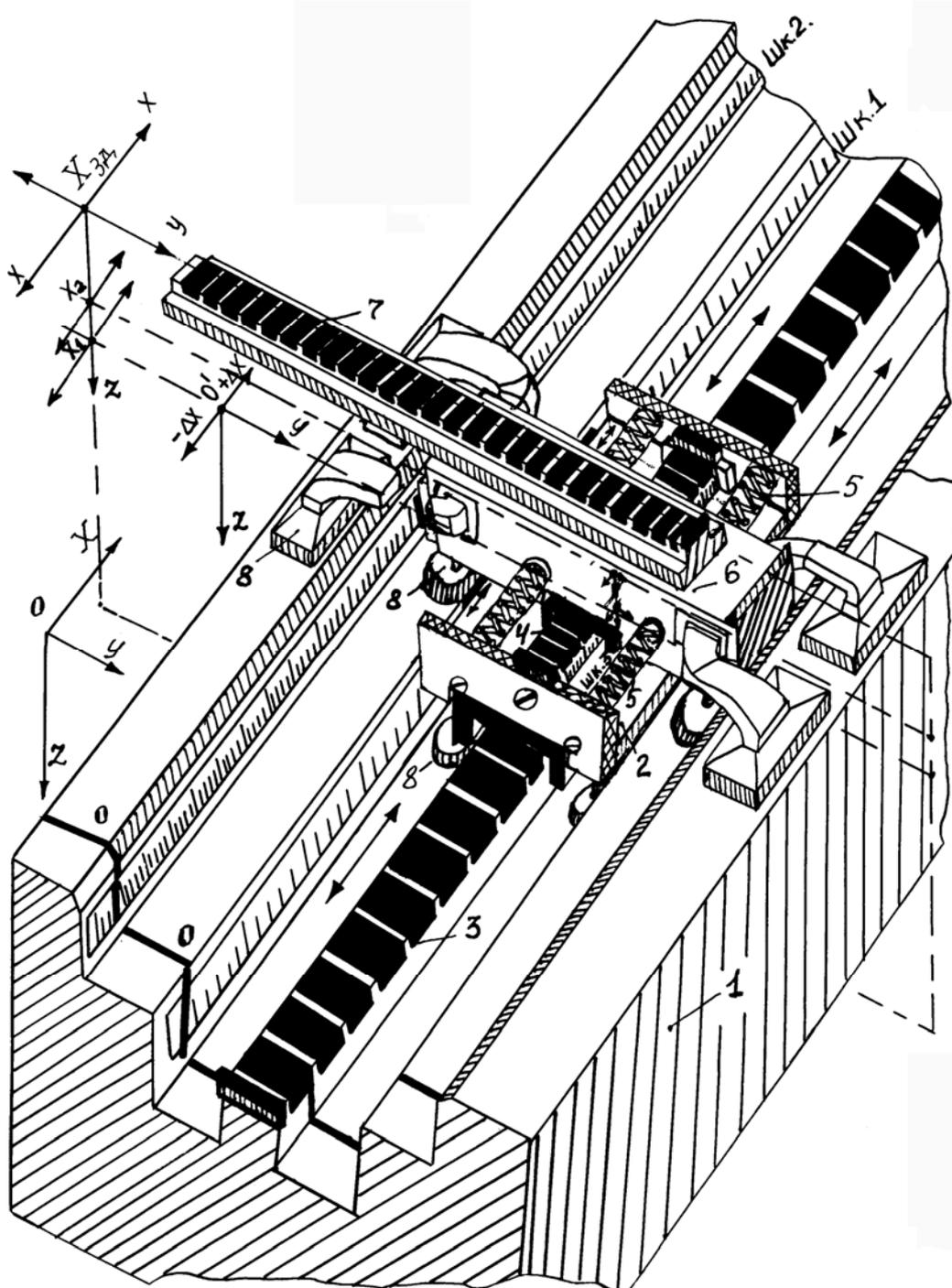


Рис.3. Условная конструкция и принцип действия РМ двухдвигательного линейного ЭП.

Силовая упругая передача 5, создающая симметрично действующие равные по модулю усилия на балку 6, при отсутствии возмущений на механизм подачи удерживает балку с рабочим столом в уравновешенном симметричном по координате  $X$  положении относительно условно выбранного центра тяжести (инерции)  $X_1$  платформы 2. При этом условный центр тяжести балки  $X_2$  должен совпадать с координатой  $X_1$ :  $X_2 = X_1$  или отличаться от  $X_1$  на строго постоянную конструктивно заданную величину  $X_0$ :  $X_2 = X_1 + X_0$ , где  $X_0 = const$ . Соответственно центр тяжести заготовки с условно принятой координатой  $X_{3д}$

в случае абсолютно жесткого конструктивного соединения по координате  $X$  балки 6 и рабочего стола совпадает (см. рис.3) или отличается на постоянную величину от координаты  $X_2$ . В процессе технологических перемещений и в режиме механообработки СУП 5 передает полезные усилия от подвижной части грубого к подвижной части уточняющего линейного двигателя. В рабочих режимах соответственно перераспределяются усилия в упругой передаче.

Для уменьшения влияния сил кинематического трения платформа 2 и балка 6 установлены на регулируемых аэростатических опорах 8 (на рис.3 показаны

условно), создающих воздушную подушку скольжения (газовую смазку) толщиной 10...20 мкм между опорой и основанием 1, а также между платформой 2 и балкой 6. С помощью аэростатических опор, как отмечалось, устанавливаются требуемые воздушные зазоры между подвижной и неподвижной частями грубого и уточняющего ЛСД:  $\delta_1 \approx 0,5...0,7$  мм и  $\delta_2 \approx 0,1...0,3$  мм.

Двухдвигательный РМ имеет датчики абсолютного и относительного перемещений и соответственно скоростей. На рис.3 условно показаны шкалы датчиков положения исполнительных двигателей РМ: Шк.1 — шкала датчика абсолютного положения (ДАП1) условного центра тяжести  $X_1$  платформы 2, связанной с грубым каналом управления линейным ЭП, относительно точки начала отсчета 0, выбранной в зоне обслуживания станка; Шк.2 — шкала высокоточного датчика абсолютного положения (ДАП2) условного центра тяжести  $X_2$  балки 6, жестко связанной с рабочим столом и заготовкой; Шк.3 — шкала датчика положения балки 6 относительно платформы 2. ДАП1 измеряет текущее положение подвижной части первого исполнительного линейного двигателя ЛСД1 и может быть выполнен в виде линейного фазовращателя (индуктосина). ДАП2 измеряет текущее положение подвижной части второго исполнительного линейного двигателя ЛСД2, а следовательно и обрабатываемой заготовки, и должен иметь максимально высокую точность измерения. ДАП2 может быть выполнен в виде оптического интерферометра или датчика лазерного типа. Датчик относительного перемещения (ДОП) измеряет значение координаты  $X_2$  (то есть положение балки 6) относительно начала отсчета  $O'$ , жестко привязанного к абсолютной координате  $X_1$ . Это перемещение пропорционально упругой линейной деформации  $\Delta X = X_2 - X_1$  СУП 5 по координате  $X$ , имеющей место в процессе работы двухдвигательного механизма подачи станка.

Условно примем, что относительное динамическое растяжение СУП соответствует положительным (т. е. в направлении заданного перемещения) приращениям ( $+\Delta X$ ) смещений центра тяжести  $X_2$  РМ (балки 6) по отношению к центру тяжести  $X_1$  платформы 2, а относительное динамическое сжатие СУП — отрицательным (т. е. в направлении противоположном перемещению) приращениям ( $-\Delta X$ ) смещений точки  $X_2$  по отношению к  $X_1$ . Регулируемое предварительное статическое напряжение упругих элементов 5 определяется конструкцией итерационного двухдвигательного ИУ. При этом СУП удерживает РМ в состоянии устойчивого равновесия, при котором центры тяжести  $X_1$  и  $X_2$  лежат в одной вертикальной плоскости, перпендикулярной плоскости заданного перемещения РМ по линейной координате  $X$ .

Таким образом, в соответствии с конструктивными особенностями РМ уточняющий двигатель

ЛСД2 работает в пределах жесткости СУП, непрерывно повышая точность обработки задания  $X_{зд}$  грубым линейным двигателем ЛСД1. Такой РМ позволяет практически в полной мере реализовать преимущества двухканальных линейных приводов, построенных по итерационному принципу.

Математическая модель динамики РМ с итерационным двухдвигательным линейным ИУ и СУП усилий рассмотрена в работах [10, 11].

## РЕАЛИЗАЦИЯ

Для обработки конструкторского и технического решений на НПО "Ротор" на базе ЛСД "Мультид-1000" был разработан опытный образец РМ итерационного двухдвигательного линейного синхронного ИУ для двухканального электропривода подачи по одной координате тяжелого механообрабатывающего станка. В механизме грубое перемещение рабочего стола для диапазона подачи до 1м реализовано с помощью силового линейного привода и звена упругой передачи усилий. Уточняющее движение осуществляется сравнительно маломощным, но быстродействующим ЛСД с широким диапазоном частотно-токового управления. Общий вид конструкции опытного образца РМ двухдвигательного линейного ЭП подачи показан на рис.4.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Рассмотрено итерационное двухдвигательное линейное исполнительное устройство с упругой механической связью для электроприводов подач повышенной точности. Предлагаемое ИУ предназначено для применения в итерационных двухканальных линейных приводах со значительной инерционной нагрузкой с целью практической реализации высокоточного воспроизведения движений при сохранении требуемых силовых воздействий на объект. Результаты моделирования и экспериментальных исследований показали, что применение в ИУ дополнительного уточняющего линейного двигателя с более широкой полосой пропускания и очень незначительным диапазоном линейных перемещений (единицы или десятки миллиметров), реализующего итерационный алгоритм управления приводом, позволяет значительно (на порядок и более) уменьшить динамические ошибки воспроизведения и практически полностью исключить ошибки позиционирования РМ при обработке заданных законов движения по выбранной линейной координате. При этом точность воспроизведения линейным ЭП задающих воздействий в статических режимах может быть повышена до десятых долей микрона. Итерационные двухканальные приводы с итерационным двухдвигательным линейным ИУ целесообразно использовать для управления теми механизмами и объектами, в том числе механизмами подач механообрабатывающих станков, для которых повышение точности позволит существенно повысить качество и технико-экономические показатели широкого спектра типоразмеров обрабатываемых изделий, особенно изделий больших габаритов и масс.

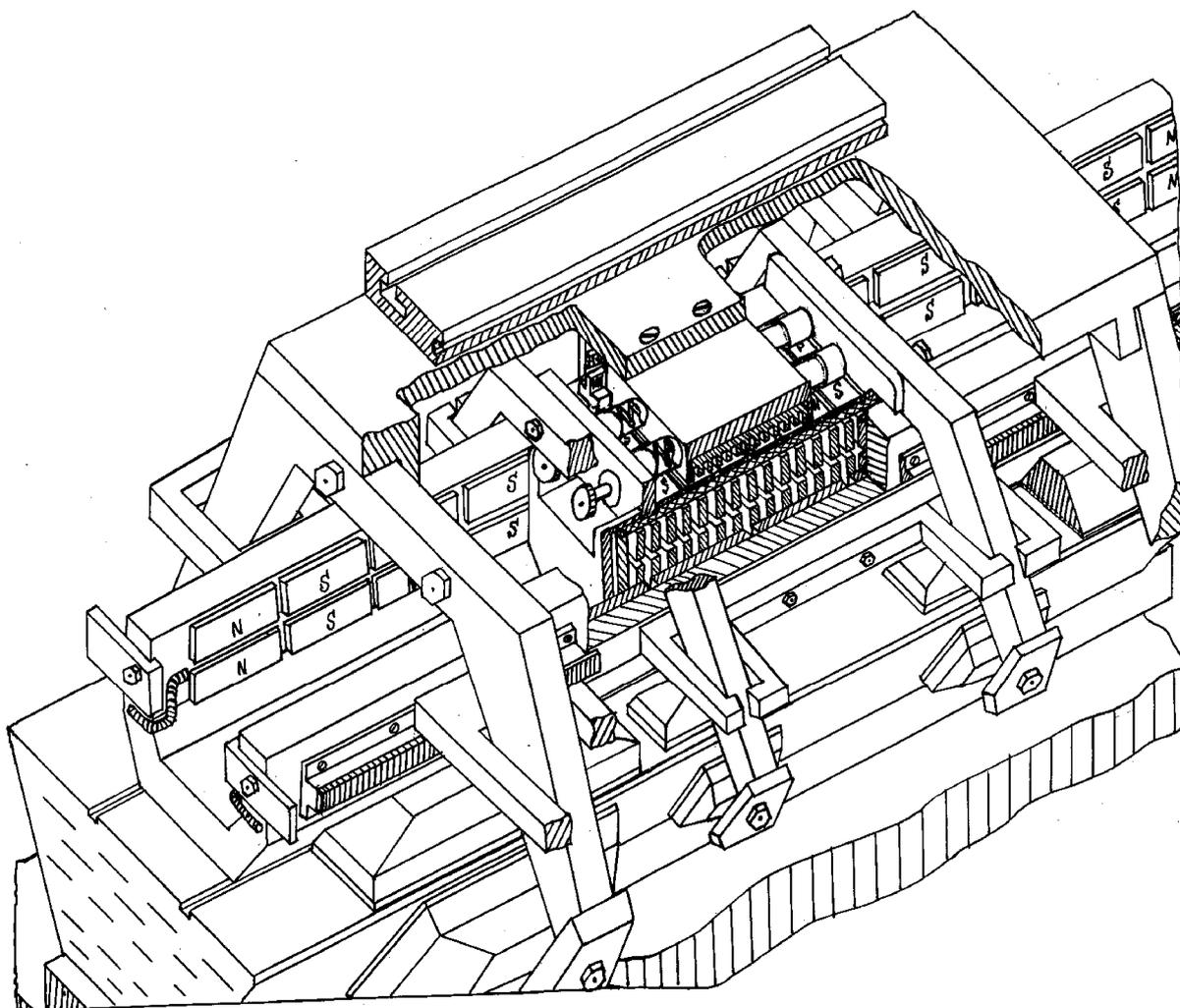


Рис.4. Общий вид конструкции опытного образца РМ двухдвигательного линейного ЭП подачи для механообрабатывающего станка.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Осмоловский П.Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М.: Сов. радио, 1969. – 256 с.
- [2] Следящие приводы. В 2-х кн. /Под ред. Б.К. Чемоданова. Кн. первая. – М.: Энергия, 1976. – 480 с.
- [3] Никольский А.А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 160 с.
- [4] Многоканальные итерационные системы управления: Учебное пособие /Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.Н. Богаенко и др. – К.: НПК „КИА”, 1998. – 224 с.
- [5] Двухякорный линейный синхронный привод обрабатывающего центра /Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.М. Некрасов, В.И. Русаев // Электротехника. – 1993. – №4. – С. 11-18.
- [6] Худяев А.А., Московец В.И. Эффективность итерационных алгоритмов построения следящих систем с неидентичными входными координатами /Автоматизация технологических процессов и производств. – Харьков: ХАИ, 1988. – С. 130-143.
- [7] Никольский А.А. Новые высокоточные электроприводы с пьезокомпенсаторами для станков, механизмов и приборов // Электротехника. – 1993. – №1. – С.27-31.
- [8] Оптические дисковые системы. Пер. с англ. / Г. Боухьюз, Дж. Браат, А. Хейсер и др. – М.: Радио и связь, 1991. – 280 с.
- [9] Зильберг И.М. Высокопроизводительные технологические модули повышенной точности // Стратегия развития НПО „Ротор”. Сб. докладов НТК. – Черкассы, 1987. – С. 33-35.
- [10] Худяев А.А. Моделирование динамики многомассовых упругосвязанных исполнительных устройств приводов подач промышленных модулей // Автоматика. Автоматизация. Электротехнические комплексы и системы. – 2000. – № 2(7). – С. 13-19.
- [11] Худяев О.А., Басараб О.М. Моделювання рухів двомасових виконавчих пристроїв з пружним механічним зв'язком для електроприводів подач // Вісник ХДПУ. Збірка наукових праць. Тематичний випуск 113. - Харків: ХДПУ, 2000. – С. 116-118.

Поступила 30.09.2003

## КОМБІНОВАНИЙ АЛГОРИТМ АНАЛІЗУ УСТАЛЕНИХ ПРОЦЕСІВ ЕЛЕКТРОТЕХНІЧНИХ ПРИСТРОЇВ

Чабан В.Й., д.т.н., проф

Національний університет "Львівська політехніка", Ряшівський університет

e-mail: vtchaban@polynet.lviv.ua.

*У даній праці запропоновано метод прискореного пошуку вимушених періодичних режимів електротехнічних пристроїв, який реалізовано на підставі сумісного поєднання методів побудови моделі чутливостей до початкових умов диференціальних рівнянь стану і наївного алгоритму. Такий підхід уможливив суттєво понизити порядок диференціальних рівнянь першої варіації, а тим самим – досліджувати системи, що описуються рівняннями високого порядку. Приведені результати комп'ютерної симуляції.*

*В данной работе предложен метод ускоренного поиска вынужденных периодических режимов электротехнических устройств, который реализован на основании совместного объединения методов построения модели чувствительности к начальным условиям дифференциальных уравнений состояния и наивного алгоритма. Такой подход дал возможность существенно понизить порядок дифференциальных уравнений первой вариации, а тем самым – исследовать системы, которые описываются уравнениями высокого порядка. Приведены результаты расчета на ЭВМ.*

### 1. Вступ

Задача математичного моделювання усталених процесів електротехнічних пристроїв належить до важливих теоретичних проблем електромеханіки. У даній роботі обчислювальний процес здійснюється на підставі розв'язання двоточної крайової задачі диференціальних рівнянь електромеханічного стану. Математичні моделі електротехнічних пристроїв не залежно від того, чи вони побудовані на коловому, напівпольовому чи польовому рівнян на останній інстанції (включаючи просторову дискретизацію) зводяться до системи звичайних нелінійних диференціальних рівнянь [1]

$$\frac{\partial x}{\partial t} = f(x, t), \quad (1)$$

де  $x$  – колонка невідомих струмів, потокозчеплень, магнетних індукцій, координат, швидкостей, причому  $f(x, t)$  –  $T$ -періодична, де  $T$  – період.

Аналіз перехідних процесів пов'язаний з інтегруванням (1) при заданих початкових умовах

$$x(t)|_{t=0} = x(0). \quad (2)$$

Вирази (1), (2) становлять задачу Коші для звичайних диференціальних рівнянь. Її розв'язання є чи не найпростішою з відомих у теорії нелінійних диференціальних рівнянь задач.

Аналіз усталених процесів – це задача на порядок складніша, бо тут на (1) накладається значно складніше обмеження, ніж (2), – умова періодичності

$$x(t) - x(t + T) = 0. \quad (3)$$

Вирази (1), (3) становлять двоточкову крайову задачу для звичайних диференціальних рівнянь. Найсучасніші методи її розв'язання пов'язані зі зведенням задачі (1), (3) до задачі (1), (2), але при таких початкових умовах, що виключають перехідну реакцію і тим самим уможливають увійти безпосередньо в усталений процес, обминаючи перехідний. За такої умови інтегрування (1) відбувається всього лиш на інтервалі часу  $0 \div T$  [1,2]. Такі методи отримали назву методів прискореного пошуку вимушених періодичних станів. Найдосконалішими з них є методи побудови

моделі чутливостей до початкових умов, градієнтні, екстраполяційні, наївний алгоритм [1,3]. Причому перші з них найуніверсальніші, останній – найпростіший, але він обмежений випадком відсутності в періодичному розв'язку сталих у часі компонентів. Можливості методу побудови моделі чутливості до початкових умов були наочно продемонстровані в попередній нашій статті [2].

Ідея даної праці полягає в тому, щоб водночас застосувати метод побудови моделі чутливості до початкових умов і наївний алгоритм. Це, як показують наші результати, дає в руки досліднику вагомий математичний апарат розв'язання складних задач, непосильних до того ні одному з цих методів поодиночі. Справа в тому, що метод побудови моделі чутливостей до початкових умов вимагає інтегрування сумісно з (1) диференціальних рівнянь першої варіації порядку  $n^2$ , де  $n$  – порядок системи диференціальних рівнянь (1). Наївний алгоритм не потребує використання варіаційних рівнянь, але він примітний лише до розв'язків, що не містять постійних компонентів. Тож напрошується ідея сумістити ці методи, застосовуючи метод побудови моделі чутливостей до підмножини невідомих  $x_2$ , що містять такі компоненти, а до решти невідомих  $x_1$ , що не містять їх, – наївний алгоритм.

Початкові умови, що виключають перехідну реакцію в  $x_1$ , знаходитимемо згідно з наївним алгоритмом [1,3]

$$x_1(0)^{(s+1)} = x_1(T)^{(s)} - \frac{1}{2} \left( x_{1\max}^{(s)} + x_{1\min}^{(s)} \right), \quad (4)$$

де  $x_{\min}$ ,  $x_{\max}$ ,  $x(T)$  – колонки фіксованих значень невідомих: мінімальні, максимальні і на кінці періоду. Їх одержуємо в результаті інтегрування (1), (2) на інтервалі  $0 \div T$ .

Початкові умови, що виключають перехідну реакцію в  $x_2$ , знаходимо згідно з ітераційною формулою Ньютона

$$x_2(0)^{(s+1)} = x_2(0)^{(s)} - \left[ F'(x_2(0)^{(s)}) \right]^{-1} \left( x_2(0)^{(s)} - x_2(T)^{(s)} \right), \quad (5)$$

де  $F'(x_2(0))$  – матриця Якобі рівнянь періодичності

$$F(x_2(0)) = x_2(0) - x_2(T), \quad (6)$$

що є підсистемою повних рівнянь (3).

Диференціюючи (6) по  $x_2(0)$ , знаходимо

$$F'(x_2(0)) = 1 - \Sigma_2(T); \quad \Sigma_2(T) = \frac{\partial x_2(T)}{\partial x_2(0)}, \quad (7)$$

де  $\Sigma_2$  – матриця монодромії. Її обчислення складає головну трудність теорії диференціальних рівнянь. У [1-3] ми цю проблему дуже вдало розв'язали, представивши повну матрицю монодромії у вигляді

$$\Sigma = AS. \quad (8)$$

Перша з них  $A$  – це матриця коефіцієнтів системи (1), а другу  $S$  знаходимо в результаті інтегрування деякої системи варіаційних рівнянь. Як це робиться на практиці покажемо на прикладі диференціальних рівнянь (1) деякого статичного пристрою

$$\frac{di}{dt} = A(u - Ri), \quad (9)$$

де  $i, u$  – колонки струмів і напруг,  $A$  – матриця обернених індуктивностей;  $R$  – матриця опорів. Матриця  $A$  водночас фігурує і у (8).

Уведемо в розгляд деяке додаткове рівняння пристрою

$$\frac{d\Psi}{dt} = (u - Ri), \quad (10)$$

де  $\Psi$  – колонка повних потокозчеплень.

Матрицю монодромії рівняння (9) розпишемо як

$$\frac{\partial i}{\partial i(0)} = \frac{di}{d\Psi} \frac{\partial \Psi}{\partial i(0)} = AS; \quad A = \frac{di}{d\Psi}; \quad S = \frac{\partial \Psi}{\partial i(0)}. \quad (11)$$

Таким чином матрицю  $S$  можемо знайти в результаті інтегрування рівняння першої варіації (10). Для чого продиференціюємо (10) по  $i(0)$

$$\frac{dS}{dt} = -RAS. \quad (12)$$

Матрицю  $\Sigma_2$  (7) знаходимо в результаті перемноження матриць  $A$  і  $S$ , як блочних, відповідно до колонок струмів

$$\Sigma_2 = A_{21}S_{12} + A_2S_2. \quad (13)$$

Таким чином, для обчислення субматриці монодромії  $\Sigma_2$  не треба інтегрувати повної системи варіаційних рівнянь (12), як цього вимагає метод побудови моделі чутливостей до початкових умов [3], а лише їх частину

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} S_{12} \\ S_2 \end{bmatrix} = -R(A_{21}S_{12} + A_2S_2). \quad (14)$$

У цьому і є основна перевага запропонованого методу.

Початкові умови для (1) не кожному кроці ітерації одержуємо згідно з (4), (5). На першому задаємося ними. Що ж до (14), то їх треба обчислити, виходячи з (6), (8),

$$S(0) = A(0)^{-1}. \quad (15)$$

Порядок матриці  $S$  визначається порядком колонки  $x$ , як  $(m+n)^2$ , де  $m$  – порядок субколонки  $x_1$

( $i_1$ );  $n$  – порядок субколонки  $x_2$  ( $i_2$ ). Порядок матриці (14) –  $n \times (m+n)$ .

Процес сумісної ітерації рівнянь (4) і (5) по визначенню початкових умов, що виключають перехідну реакцію, закінчується після виконання умови першодичності (3)

$$abs(abs(x(0)^{(s)}) - abs(x(T)^{(s)})) \leq \varepsilon abs(x(0)^{(s)}), \quad (16)$$

де  $\varepsilon$  – колонка заданих точностей. Ітераційне рівняння і (4), і (5) вимагає інтегрування рівнянь стану (9) і рівнянь першої варіації (14) на часовому інтервалі  $0 \leq t \leq T$ .

**Приклад.** запишемо всі задіяні матриці і колонки (9)-(14) для двообмоткового трансформатора

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_1 \\ i_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_1 & A_{12} \\ A_{21} & A_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_1 - R_1 i_1 \\ u_2 - R_2 i_2 \end{bmatrix};$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} S_{12} \\ S_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & \\ & R_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} A_1 & A_{12} \\ A_{21} & A_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_{12} \\ S_2 \end{bmatrix}; \quad (16)$$

$$A_1 = \alpha_1(1 - c\alpha_1); \quad A_{12} = A_{21}; \quad A_2 = \alpha_2(1 - c\alpha_2);$$

$$c = \frac{1}{\alpha_1 + \alpha_2 + \alpha},$$

де  $u_1, u_2$  – напруги;  $i_1, i_2$  – струми;  $\alpha_1, \alpha_2$  – обернені індуктивності розсіяння;  $R_1, R_2$  – опори обмоток;  $\alpha = di/d\Psi = \alpha(i), i = i_1 + i_2$  – обернена основна індуктивність трансформатора, яку визначаємо за основною кривою намагнечування.

Початкову умову (15) у даному разі знаходимо як

$$S_{12}(0) = \frac{1}{\alpha}; \quad S_2(0) = \frac{1}{\alpha_2} + \frac{1}{\alpha}. \quad (17)$$

На рис. 1 показаний перехідний вторинний струм раптового вмикання короткозамкнутого трансформатора на первинну напругу. На рис. 2 показаний процес входження в усталений процес цього самого перехідного процесу. Як бачимо, для цього потрібно було дві ітерації. Третя крива – власне усталений процес. На рис. 3 показаний процес входження в усталений процес при наявності вентильного ефекту, коли у вторинному струмі появляється сталий компонент. Тут також мета досягнута за дві ітерації.

Результати комп'ютерної симуляції одержані за таких вхідних даних:

$R_1 = 0,81$  Ом,  $r_2 = 0,76$  Ом;  $\alpha_1 = 12$  Гн<sup>-1</sup>,  $\alpha_2 = 13$  Гн<sup>-1</sup>; характеристика холостого стану  $\psi = \psi(i)$ :

$$\Psi_m = \begin{cases} 9i_m, & \text{if } i_m \leq 11; \\ 9 + 0,818(i_m - 11) + 0,0064(i_m - 11)^2 + \\ + 0,000147(i_m - 11)^3, & \text{if } 11 < i_m < 40; \\ 0,2375 + 13/i_m, & \text{if } 40 \leq i_m; \end{cases}$$

Вхідний сигнал:  $u_1 = 70000\sin(314t)$ .

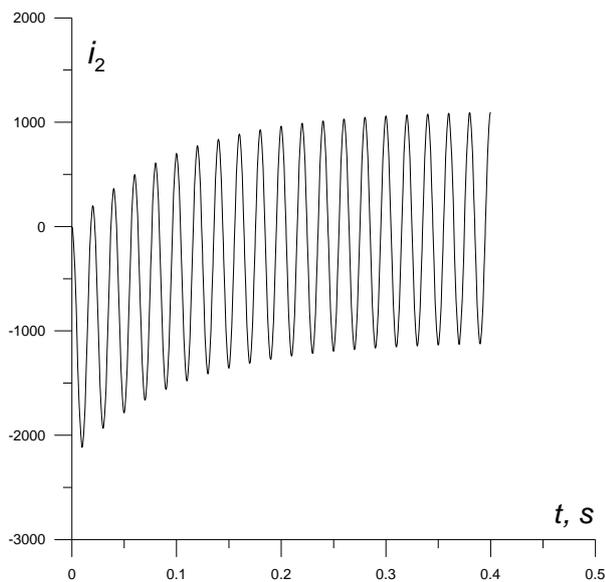


Рис. 1

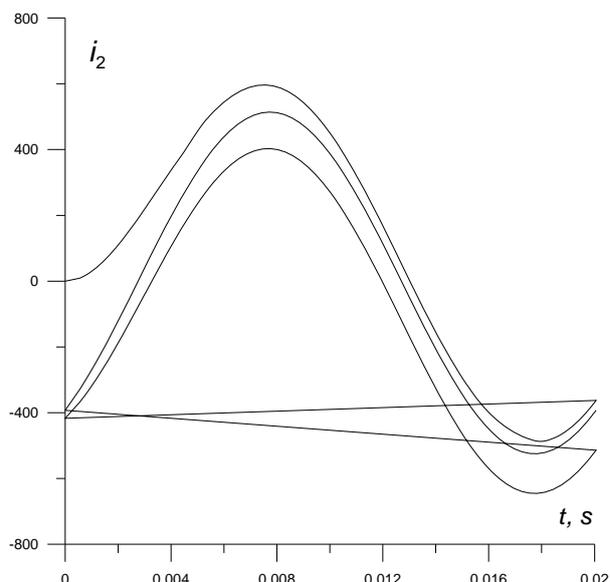


Рис. 2

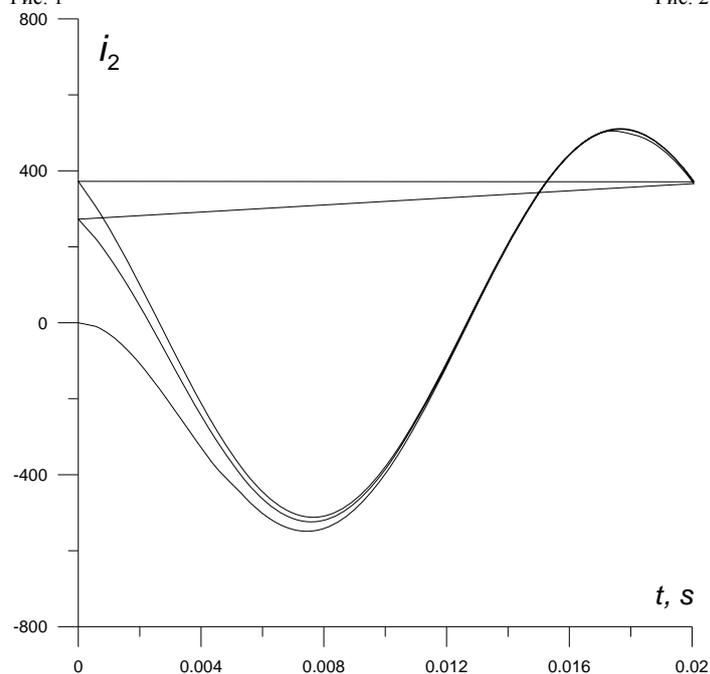


Рис. 3

Зважаючи на абсолютну збіжність ітераційного процесу за формулою наївного алгоритму (14), комбінований алгоритм має значно кращу збіжність у порівнянні з методом побудови моделі чутливостей до початкових умов. Але основна перевага запропонованого методу в тому, що він значно зменшує число варіаційних рівнянь у практичному аналізі. А це відіграє вирішальну роль у випадку систем диференціальних рівнянь високого й надвисокого порядків.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997. – 344 с.
- [2] Чабан В., Білий Л., Чабан А. Розрахунок статичних характеристик асинхронних моторів. – Електротехніка й електромеханіка. – 2003. – №3. – С. 53-55.
- [3] Чабан В. Чисельні методи. – Львів, 2001. – 186 с.

Надійшла 17.02.2004

## СТАН СПРАВ В ОБЛАСТІ ВІБРОАКУСТИЧНИХ ДОСЛІДЖЕНЬ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН У СВІТІ

Шумилов Ю.А., докт. техн. наук, проф.

Національний технічний університет України "Київський політехнічний інститут", кафедра електромеханіки  
03056, Київ, Проспект Перемоги 37, E-mail: sircobol@svitonline.com

*Наведено аналіз наукових доповідей міжнародних семінарів з вібрацій і акустичного шуму електричних машин: 25 - 26 травня 1998 р., Бетюн, Франція; 1 - 3 червня 2000 р., 17 - 18 жовтня 2002 р., Лодзь, Польща.*

*Приведен анализ научных докладов международных семинаров о вибраций и акустического шума электрических машин: 25-26 мая 1998 г., Бетюн, Франция; 1-3 июня 2000 г., 17-18 октября 2002 г., Лодзь, Польша.*

Віброшумове забруднення довкілля є причиною дискомфорту і погіршення здоров'я сучасної людини у великих містах, на підприємствах, транспорті тощо. Суттєвий внесок у створення неприпустимих вібрацій і шуму в оточуючому людину середовищі вносять електричні машини, які використовуються як джерела електроенергії (генератори) на електростанціях і є основними складовими електричного приводу різноманітних технологічних процесів, транспортних засобів, побутових приладів тощо. Тому сьогодні рівень вібрацій і шуму поряд з енергетичними показниками є однією з основних якісних характеристик електричних машин.

За часів Радянського Союзу проблемі зниження вібрацій і шуму приділялася значна увага перш за все при виробництві та експлуатації спеціальних електричних машин (для військово-морського флоту, авіації тощо). Вібраціям і шуму електричних машин загальнопризначення приділялося значно менше уваги. Відрізнялися й норми щодо рівнів вібрацій і шуму загальнопромислових і спеціальних електричних машин. Активно розвивалася теорія малощумних електричних машин різних типів. Однак після розпаду Радянського Союзу науково-дослідні роботи в Україні в цій області досліджень практично не спостерігаються, хоча на деяких електромашинобудівних підприємствах ще зберігається певний досвід продукування електричних машин з урахуванням вимог щодо рівнів вібрацій і шуму.

Тому автору огляду праць міжнародних семінарів було цікаво порівняти рівень міжнародних досягнень з тим досвідом, який було накопичено за часів його активної праці в вищезгаданій області. Автор статті приймав участь в усіх трьох Міжнародних Семінарах з акустичного шуму і вібрацій електричних машин, які відбулися у 1998 р. (Франція, Бетюн), 2000 і 2002 р.р. (Лодзь, Польща) [1-3], як автор доповідей і одночасно як член наукового комітету Семінарів (єдиний представник від країн СНД). Географія віброакустичних досліджень виявилася досить широкою, від Південної Кореї до США і Бразилії, від країн північної Африки до північної Європи. Найбільше була представлена Європа, а саме таким країнами, як Франція, Польща, Велика Британія, Німеччина, Бельгія, Швеція, Фінляндія, Румунія, Словенія, Литва, Україна тощо.

### ЗАГАЛЬНЕ ВРАЖЕННЯ ВІД ЗНАЙОМСТВА ЗІ ЗМІСТОМ ЧИСЛЕННИХ ДОПОВІДЕЙ

На вищезазначених семінарах переважали праці з теоретичного дослідження проблеми, серед яких домінували такі, в яких використовувалися дискретні моделі електричних машин із застосуванням техніки скінчених елементів. Чимало доповідей було присвячено моделюванню механізму виникнення вібрацій, головним чином, магнітного походження або розрахунком лише вібробуджувальних сил. Дослідженням механіч-

ної вібрації конструкції електричних машин під впливом сил різного походження була присвячено відносно мала частка праць семінарів. Практично не було праць, зорієнтованих на заходи щодо зниження рівнів вібрацій і шуму електричних машин. Навіть склалося враження, що зібралось на семінарі чимало початківців, що лише почали вивчати зазначену проблему.

У перших двох семінарах (1998, 2000 р.р.) було репрезентовано праці, в яких досліджувалася проблема вібрацій і шуму електричних машин, головним чином, малої потужності, відокремлених від робочого механізму, з яким вони спарюються, тобто в умовах заводу-виробника на шумо- та вібровимірювальному стендах. Чимало праць мали чисто теоретичне значення, без будь-якого прямого зв'язку з практикою, про що йшлося на заключних засіданнях семінарів. Більшість доповідей було репрезентовано працівниками вищих навчальних закладів своїх країн, практично не було представлено доповідей працівниками промисловості.

Деякі праці презентувало результати моделювання вібромеханічних процесів електричних машин з використанням тривимірної механічної моделі електричного генератора автомобіля (наукова школа кафедри електричних машин Технічного університету, м. Аахен, ФРН, проф. Хенебергер з учнями) з використанням метода скінчених елементів (внутрішня задача). Перерахунок вібрації зовнішньої поверхні машини на акустичний шум виконувався з використанням метода граничного елемента (зовнішня крайова задача) (Семінар, Бетюн, Франція, 1998 р.). **Вважаю отримані результати, що вперше визначили зв'язок між акустичною вібрацією реальної поверхні електричної машини з її акустичним полем, викликаним цією вібрацією, суттєвим теоретичним досягненням.**

Вважаю цілком виправданим застосування тривимірної механічної моделі стосовно електричних машин нетрадиційного виконання, для яких не має сталих наближених математичних моделей. Якщо йдеться про електричні машини традиційної конфігурації, до яких відносяться асинхронні чи синхронні двигуни, застосування тривимірної моделі не є виправданим, бо лише ускладнює розрахунковий процес без принципового уточнення результатів відносно результатів, отриманих на двовимірній польовій моделі. Зазначене зауваження стосується, в першу чергу, серійних електричних машин, в яких спостерігається помітний розбіг фізичних властивостей конструктивних і електротехнічних матеріалів, розмірів окремих деталей, а також недосконалість технології виготовлення окремих деталей і складання електричної машини, яка призводить, наприклад, до нерівномірності повітряного проміжку між статором і ротором, викли-

каного статичним чи динамічним ексцентриситетом ротора відносно статора. Останній, як відомо, суттєво впливає на розбіжність рівнів магнітної вібрації одностипних зразків асинхронних двигунів.

Більшість авторів навчилася більш-менш точно розраховувати вібробуджувальні сили, але що стосується розрахунків власних частот конструкції електричних машин, то тут спостерігаються великі розбіжності з практикою через вплив на пружні властивості конструкції різних технологічних чинників і якості конструктивних матеріалів. Несуттєве відхилення розрахункового значення власної частоти конструкції машини від її відповідного реального значення може призвести при проектуванні електричної машини до неврахування резонансу конструкції, тобто неспроможності передбачити підвищений рівень вібрації і шуму на конкретній частоті. Слід зауважити, що під віброзахистом електричної машини, як і будь-якого механізму, розуміють систему заходів, що в першу чергу запобігає виникненню механічних резонансів у звуковому спектрі частот, зменшує амплітуду небезпечної вібрації за рахунок застосування матеріалів, що поглинають енергію вібрації, а також завдяки створенню в конструкції машини перехідних елементів між джерелом вібрації і зовнішньою поверхнею машини чи місцями її установлення, які демпфують небажані вібрації. В сенсі вищезазначеного використання тривимірної дискретної моделі конструкції електричних машин не є чинником, що наближає нас до вирішення проблеми проектування малошумної електричної машини, оскільки в модель ми маємо вкласти коректні, наближені до реальних значення параметрів, які за визначенням вирізняються стохастичними властивостями.

Деякі праці було присвячено віброакустичній поведінці частотнокерованих асинхронних двигунів (АД) з короткозамкненим ротором, в яких значно складніше запобігти резонансів конструкції через безперервну рівномірну зміну частот вібробуджувальних сил. Від себе зазначу, що ефективним заходом щодо зменшення віброактивності таких двигунів є застосування конструктивних матеріалів, що здатні поглинати енергію вібрації, або використання перехідних конструктивних елементів з регульованою пружністю. В залежності від діапазону регулювання частоти джерела живлення в деяких випадках прийнятним заходом може стати вибір відповідного співвідношення числа пазів статора і ротора.

Деякі праці було присвячено вібродіагностиці стану підшипникових вузлів асинхронних двигунів. Але у порівнянні з відомими досягненнями українських науковців в цій області (докт. техн. наук Марченко і Мислович, Інститут Електродинаміки НАН України) рівень вищезазначених праць є суттєво нижчим.

Серед праць останнього міжнародного семінару (17-18 жовтня 2002, м. Лодзь, Польща) треба виділити праці, в яких застосовано комплексний підхід до аналізу вібрацій всього електричного приводу, як, наприклад, асинхронний двигун – компресор. Доповідь під назвою “Noise and Vibration of Rotary Compressor using Topology Optimization” представлено групою науковців з мехатроніки і компресорного устаткування Південної Кореї. Робота виконана на дуже високому рівні, бо містить результати досконалого аналізу вібрації і шуму та заходи, скеровані на зменшення рівня вібрації і шуму. Тобто, застосовано комплексний підхід з позитивними практичними результатами.

Деякі доповіді було присвячено аналізу вібрації спеціальних електричних машин, результати яких не можна віднести до узагальнюючих.

## ВИСНОВКИ

- Проблема зниження вібрації і шуму електричних машин залишається актуальною і є предметом аналізу в усьому світі, бо зорієнтована на зниження віброшумового забруднення довкілля.

- Результати досліджень, що виконуються в різних країнах, внесли певні зміни на краще в проблему побудови малошумних і маловіброактивних електричних машин.

- Деякі корисні результати отримано за рахунок нових можливостей моделювання, що пов'язані з сучасними досягненнями прикладної математики і комп'ютерними технологіями.

- Застосування тривимірних розрахункових дискретних моделей електричної машини не завжди є виправданим. Їх застосування може дати позитивний ефект лише для деяких нетрадиційних конструкцій електричних машин. В той же час для електричних машин традиційної конфігурації можна обмежитися двовимірними дискретними моделями метода скінченних елементів (внутрішня крайова задача). Тривимірні моделі машини може бути більш корисною при розрахунках інтенсивності акустичного поля на основі відомої вібрації зовнішньої поверхні електричної машини, отриманої в будь-який спосіб.

- Багатофакторна проблема побудови малошумних і маловіброактивних електричних машин не може бути вирішена позитивно лише завдяки одному навіть досконалому моделюванню та сучасним комп'ютерним технологіям. Більше уваги треба приділяти експериментальним дослідженням.

- Подальші віброакустичні дослідження треба скерувати на комплексний підхід стосовно усього конкретного електричного приводу.

P.S. Автор познайомив із своїми міркуваннями, що викладено в цій статті, деяких колег з наукового комітету міжнародного семінару з вібрації і шуму електричних машин. З більшістю зауважень вони були згодні. Але проф. Хенебергер (Технічний університет, м. Аахен, ФРН) вважає, що застосування тривимірних моделей для традиційних електричних машин є виправданим, якщо машини мають скіс пазів. З цим твердженням важко погодитись, позаяк скіс пазів можна досить коректно врахувати іншими методами, використовуючи двовимірні моделі. Крім того, скіс пазів вносить в задачу суттєву невизначеність стосовно величини поперечних струмів між стрижнями в осерді короткозамкненого ротора, яку неможливо врахувати на основі будь-якої детерміністської моделі.

## ЛІТЕРАТУРА

- [1] Proceeding of the 1<sup>st</sup> International Seminar on VIBRATION AND ACOUSTIC NOISE OF ELECTRIC MACHINERY. Bethune, 25 - 26 Mai 1998. Laboratoire System Electrotechniques et Environnement Universite D'artois, France & Institute of Electric Machines and Transformers Technical University of Lodz Poland.
- [2] Proceeding of the 2<sup>nd</sup> International Seminar on VIBRATION AND NOISE OF ELECTRIC MACHINERY. 1-3 June 2000, Lodz Poland. Organised by above-mentioned Universities.
- [3] Proceeding of the 3<sup>rd</sup> International Seminar on VIBRATION AND ACOUSTIC NOISE OF ELECTRIC MACHINERY. 17 -18 October 2002, Lodz Poland. Organised by above mentioned Universities & Universidad Politecnica de Valencia, Spaine.

Надійшла 3.03.2004

## ROTOR OF A DIE-CASTING INDUCTION MOTOR WITH ANISOTROPIC COPPER BARS

Chuvashev V.A., PhD in Electric machines

Ukrainian Research Drawing-and Designing and Engineering Institute for Explosion-Proof and Mining Equipment with Pilot Plant (UkrRIEPE)

50th Gwardeyskaya Diviziya Str. 17, 83052, Donetsk, Ukraine

phone: (380 62) 382 93 53. fax: (380 62) 382 93 52. E-mail: rgg@elf.dgtu.donetsk.ua.

Moukhametchine N.A., Gabdrakhmanov Ch.

JSC Tatneft, Lenin Str. 75, 423 400 Almetyevsk, Tatarstan, Russia

phone: (85 53) 35 02 44. fax: (85 512) 3 89 69.

*Запропоновано математичну модель яка описує електромеханічні процеси у двигуні з анізотропною мідною кліткою. Модель урахує особливості двигуна у вибуховозахищеному виконанні. Представлено результати розробки й впровадження уніфікованих конструкцій таких двигунів.*

*Предложена математическая модель описывающая электромеханические процессы в двигателе с анизотропной медной клеткой. Модель учитывает особенности двигателя во взрывозащищенном исполнении. Представлены результаты разработки и внедрения унифицированных конструкций таких двигателей.*

### INTRODUCTION

Drive application of the explosion-proof inductive motor (IM) is widely used in the coal mining, oil and gas-extracting industry, and the other branches with the highly explosive production conditions. The motors being under such working conditions operate, as a rule, not at constant load but at the continuously running duty with variable load or at variable intermittent duty with working period set at variable load succeeded by intervals of braking the rotor right up to the short-term standstill. The latter occurs when wedging the actuating mechanism of a driven machine, with no intervals of rest.

The above mentioned conditions are directly relevant to the following industrial applications:

- erection of the deep trenches using the special borers;
- stabbing the drill pipes at the oil bore holes with the use of the driving pipe tongs;
- drive of the oil well rodless drowned pumps (or jerker pumps) by applying the round body IMs;
- drive of the mining and tunneling machines, and sets.

The conventional IMs conceptually do not meet to outlined industrial requirements for the reason of their low reliability level. Under such conditions this brings up the problem of redesigning its rotor construction. In the process, there is a need to raise the motor rated power with no change of its overall dimensions and improve its performance characteristics. The latter aim is of greatest importance.

Considerable progress towards the solution of the problem can be achieved by searching the high efficiency design based on the technology for production of the die-casting rotor with anisotropic conductivity of its copper bars.

This approach, in a crucial respect, makes it possible to shape the descending portion of the IM torque-slip curve that keeps it running without “sticking” at a slip higher than critical one. The latter phenomenon takes place, especially, when the IM starts under decreasing the voltage across the motor terminals due to the voltage drop in its supply line. The decrease in the superheat temperature gained by the stator winding during the

motor starting leads up to recognition that the problem of reliability expressed in terms of the IM service life finds an obvious solution. From the environmental ecology standpoint the production technology of the motor with anisotropic copper bars conductivity is of the considerable industrial interest too.

### DESIGN FEATURES OF THE NEW ROTOR GENERATION

The basic arrangement of an IM with anisotropic copper bars of its rotor is the same as that of the conventional machine. The constructional features of the new rotor are shown in Fig.1.

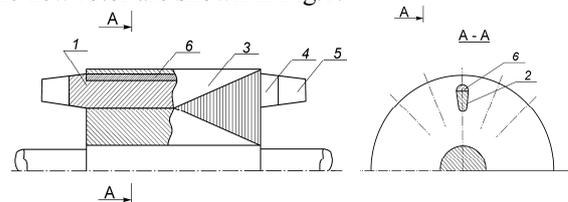


Fig.1. General arrangement of the die-casting rotor with anisotropic copper bars

Copper bars of a die-casting rotor squirrel cage 1 are placed in the closed slots 2 on the outer periphery of the laminated core 3. End rings 4 and cooling blades 5 forming a short-circuited squirrel-cage structure are integrally casted with rotor bars. The upper layers 6 in the winding bars are distinguished by their specific conductivity. The mentioned layers are made from the zinc-bearing copper-base alloy. Thickness and electric conductivity variations of the layer provide a way for designing the IMs with predetermined torque-slip characteristics.

### MATHEMATICAL SIMULATION

Calculation of the IM follows the finite-element method taking into account the phenomenon of magnetic saturation on its paths of the main and leakage

magnetic fluxes. When designing the new rotor the operational simulation of the IM at various conditions was performed by the use of the mathematical model based on the following system of equations.

1. Circuit voltage equations in terms of phase quantities:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ 0 \\ 0 \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{s\alpha} & A_{sra} & 0 & 0 \\ A_{rsa} & A_{ra} & D_\beta & B_{\beta\alpha} \\ B_{\alpha\beta} & D_\alpha & A_{r\beta} & A_{rs\beta} \\ 0 & 0 & A_{sr\beta} & A_{s\beta} \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (1)$$

where  $A_{s\alpha}, A_{s\beta}; A_{r\alpha}, A_{r\beta}$  are matrices of stator and rotor impedances in the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes, respectively;  $A_{sra}, A_{sr\beta}; A_{rsa}, A_{rs\beta}$  are matrices of mutual inductances between stator and rotor windings in the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes;  $D_\alpha, D_\beta; B_{\alpha\beta}, B_{\beta\alpha}$  are matrices which are related to the revolving windings containing the rotational EMFs proportional to the angular velocity of the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes.

Matrices  $D_\alpha, D_\beta$  include self and mutual inductances of the rotor windings  $w_{r1\alpha(\beta)}, w_{r3\alpha(\beta)}, w_{r5\alpha(\beta)}, w_{r.c.\alpha(\beta)}$  in the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes. The matrices  $B_{\alpha\beta}, B_{\beta\alpha}$  correspond to mutual inductances between the stator and rotor windings. The above mentioned matrices  $D_{\alpha(\beta)}$

and  $B_{\alpha\beta(\beta\alpha)}$  differ from one other by sign.

2. Equation of electromagnetic torque

$$T_{em} = \frac{m}{2} \cdot \left[ \sum M_{si\alpha(\beta)rj\alpha(\beta)} \times (i_{si\beta(\alpha)} \cdot i_{rj\alpha(\beta)} - i_{si\alpha(\beta)} \cdot i_{rj\beta(\alpha)}) \right] \quad (2)$$

where  $si$  is the symbol of the  $i$ th stator winding ( $i = 1, 3, 5$ );  $rj$  is the symbol of the  $j$ th rotor winding ( $j = 1, 3, 5, r.c.$ );  $M_{si\alpha(\beta)rj\alpha(\beta)}$  are mutual inductances between stator and rotor windings;  $i_{si\beta(\alpha)}, i_{rj\alpha(\beta)}$  are stator and rotor windings currents.

The above expression (1) and (2) includes all possible product combinations of currents in different windings in the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes. The currents in stator and rotor windings in the same axis do not produce electromagnetic torques. Pulsating torques are produced by the fields travelling relative to each other.

3. Equation of motion for a rotor

$$T_{em} + T_{ext} = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

where  $T_{em}$  is the electromagnet torque of the IM;  $T_{ext}$  is the associated load torque;  $J$  is the inertia moment of rotating parts, referred to the rotor.

The matrix equation (1) describes the well-known mathematical model of the IM presented in terms of the  $\alpha$ - and  $\beta$ -axes components [1]. The spatial pattern of a similar generalized electromechanical converter is shown in Fig.2. As indicated in the mentioned original source, the mathematical model containing the current-independent quantities can approximately represent the saturated machine. Under this condition the nonsinusoidal distribution of magnetic induction in the IM air gap is taken into account

indirectly by applying the separate voltage harmonic components to the terminals of armature windings ( $w_{s1\alpha}, w_{s1\beta}; w_{s3\alpha}, w_{s3\beta}; w_{s5\alpha}, w_{s5\beta}$ ). The amplitude values of the latter ones are to be correlated with the harmonic components approximating the magnetic flux density in the IM rotating magnetic field.

In the case being considered, as the experience shows, it is sufficient to use the first, third and fifth harmonics of the stator voltage, that is

$$V_{s\alpha} = \begin{bmatrix} V_{s1\alpha} \\ V_{s3\alpha} \\ V_{s5\alpha} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

The specified above voltages induce the similar EMF harmonics in the short-circuited rotor windings  $w_{rj\alpha}, w_{rj\beta}$  ( $j = 1, 3, 5$ ).

Rotor windings  $w_{r.c.\alpha}, w_{r.c.\beta}$  are account the eddy currents influence in the rotor core laminations.

The current displacement in the bars of the squirrel-cage structure was taken into account by introducing the correction factors  $K_r, K_x$  [2] determining changes in resistance and reactance of the bars at motor starting.

The current coefficients in the voltage matrix equation in the  $\alpha, \beta$  coordinate system may be deemed constant, if we neglect slots on the cores, space harmonics order over 5 in the magnetic field and current harmonics.

The relative permeability of the magnetic circuit iron parts is assumed to be infinite, that is,  $\mu_{r.c.} = 0$ . On this assumption the magnetic field in the IM may be treated as a sum of its fields set up in each circuit by each current taken separately.

The temperature of the IM active parts is taken equal to the nominal operating temperature.

The phenomenon of the current displacement was taken into consideration when correcting the electromagnetic quantities of the equivalent rotor circuits shown in Fig.2 at the each step of numerical solution of the equations (1)-(3).

With setting up the equations, the IM is considered as idealized: i.e., unsaturated, having no hysteresis, featuring the symmetry of stator and rotor windings.

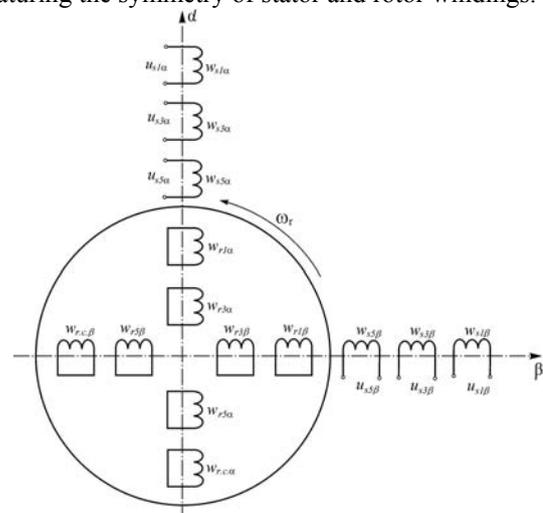


Fig.2. Relative position and designations of the windings of the generalized electromechanical converter in  $\alpha$ - and  $\beta$ -axis

The current displacement in the rotor cage with anisotropic copper bars was taken into account using the well-known approach based on introducing corrective factors  $K_r$ ,  $K_x$  [2] determining the increase in resistance and the decrease in reactance of the rotor bars at starting.

The equivalent circuit of the squirrel cage shown in the Fig.3 contains: the rotor leakage inductive reactance  $x_{w.p.}$  of the squirrel cage copper bars and the short-circuited end rings of the IM; the rotor resistances of the anisotropic part  $r_{s.l.}$  and the conventional copper bar part  $r_{w.p.}$  of the squirrel cage.

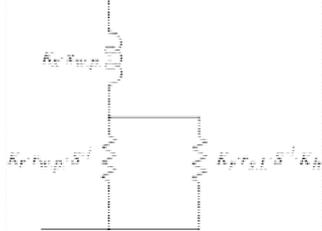


Fig.3. Fragment of an equivalent L-circuit accounting the skin effect in the IM with anisotropic copper bars in die-casting rotor

Corrective factor  $K_h$  as it follows from the Fig.4 reflects the anisotropic layer electromagnetic shielding on the copper bar part resistance increasing associated with the depth of penetration of the electromagnetic field.

Technology of introducing the anisotropic layer into the upper part of the squirrel cage bars includes four stages [3]. The first stage is finished after melting the special furnace charge using the nonacid coreless-type induction furnace.

The second stage is connected with introduction of special additions, in particular, wood coal, borax, boric acid, etc., needed for dressing undesirable admixtures and oxides. Furthermore this procedure prevents from coming in contact with air and hence the decrease of copper electric conductivity.

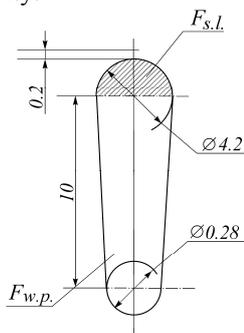


Fig.4. Sectional view of the copper bar with anisotropic conductivity in the die-casting rotor

In the third stage the deoxidation is carried out by incorporating, in consecutive order, the phosphorus copper and zinc. This procedure is verified by the periodical rapid analyses to ensure the required electric conductivity in the range from 55 to 60 MSm/m.

The final stage of the technology is connected with forming the starting layer in the upper part of the rotor bars during the casting of the rotor squirrel.

Influence of the anisotropic layer on the starting characteristics of the IM АИМ-М 100S4 type is shown in Fig.5 for electric conductivities equal to 27 and 34 MSm/m.

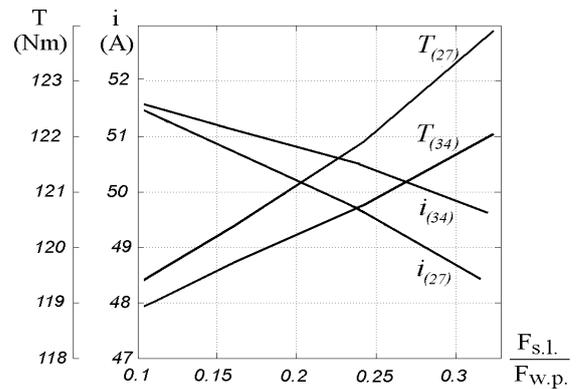


Fig.5. Locked rotor torque and current versus the ratio between cross-sectional areas of anisotropic layer and slot

## RESULTS OF DEVELOPING AND BRINGING INTO PRODUCTION UNIFIED SERIES OF IMs

The torque-slip and performance characteristics of the IM designed for stabbing the drill pipes at the oil bore holes with the use of drilling pipe tongs are shown in Fig. 6 and Fig. 7.

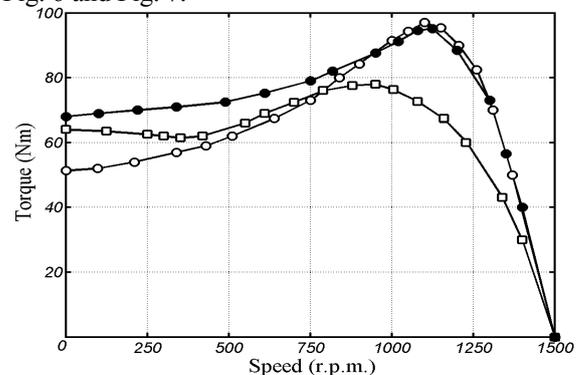


Fig.6. Torque-slip characteristics of the induction motor АИМ-М 100 L4:

- die-casting rotor with aluminum bars;
- die-casting rotor with copper bars;
- die-casting rotor with anisotropic bars

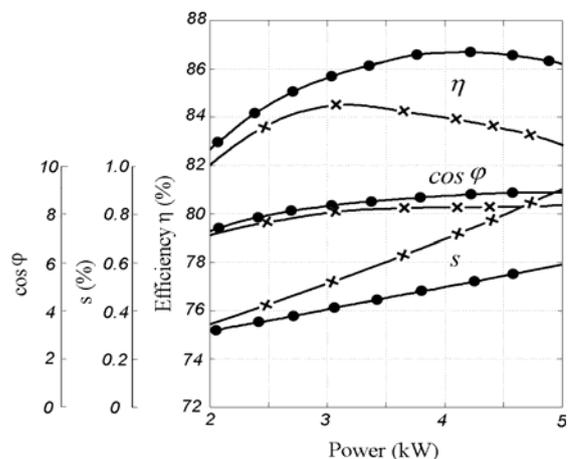


Fig.7. Performance characteristics of the induction motor АИМ-М 100L4:

- ✕ die-casting rotor with aluminum bars;
- die-casting rotor with anisotropic copper bars

The actual test data of IMs of the same stator constructions (specific magnetic loss at 1 T and 50 Hz is equals 2.5 W/kg, main stator winding insulation – 0.5 mm in thickness) provided with the copper and aluminum die-casting rotors are compared in table 1.

Table 1

Technical data of the IMs with the copper and conventional aluminum die-casting rotor structure

Motor type	Rotor cage	Rated			Operating values at rated power				Locked rotor		Break down torque	Inertia torque J, kg/m <sup>2</sup>
		power, kW	voltage, V	current, A	speed, r.p.m.	torque, Nm	Efficiency		torque	current		
							$\eta$ , %	$\cos \varphi$				
ЭКВ 3,5-75	Al	75	660	95.5	1394	515	82.9	0.83	1.4	3.3	1.7	0.329
ЭКВ 3,5-90	Cu	100	660	114	1433	667	87.8	0.85	1.2	5.3	2.2	0.331
АИМ-М 100S4	Al	3.0	380	7.0	1418	20.2	81.5	0.80	1.9	5.8	2.5	0.0107
АИМ-М 100S4	Cu	3.6	380	7.7	1425	24.1	84.0	0.85	2.1	6.1	3.2	0.0110
АИМ-М 100L4	Al	4.0	380	8.7	1418	27.0	84.0	0.83	2.0	5.8	2.5	0.0114
АИМ-М 100L4	Cu	5.0	380	9.5	1411	33.8	86.5	0.90	2.0	6.3	2.9	0.0190
ЭКВ 5-200-2	Al	200	660/1140	217/125	1475	1301	94.0	0.86	1.7	4.6	2.3	3.0
ЭКВ 5-315	Cu	315	660/1140	316/183	1480	2035	95.9	0.91	1.5	5.5	3.6	3.1

Close inspection of these data shows that the rated power of IMs is substantially increased (on the average by 10...20 percent), the locked rotor and breakdown torques are increased by variable degree too.

Characteristics of the other industrial applications of IMs using the advanced technology of production of the die-casting rotors with anisotropic copper bars conductivity are as follows:

- IMs for driving the special borers (were used for erecting the deep trench destined for the radiation safety around the 4th reactor at the Chernobyl nuclear plant);
- IMs with round body for driving the oil well rodless drowned pumps (or jerker pumps);
- specifically tailored IMs for driving the mining and tunneling machines and sets designed for the coal mine with the steeply pitching seams of 3.6 ft in thickness and with inclined seams of 6.5 ... 8.2 ft (ЭКВ 3,5-90, ЭКВ 5-315).

Characteristics of the discussed above IMs comply with the efficiency requirements which are introduced by the EU at the end of 1999. It is pertinent to note that there are opportunities to improve the efficiency attained through the use of the advanced insulation of the stator winding and cold-rolled, nonoriented-grain electrical sheet steels which show a reduced specific iron loss.

At the present time the power of the friction and windage losses in relation to the useful mechanical power is equal to 2.2 percent, the losses in the core of an IM associated with the fields amount up to 2.8 percent.

#### CONCLUSION

Application of the induction motors with anisotropic rotor bars conductivity of a die-casting rotor makes it possible:

- to raise the output power of an IM, with no change of its overall dimensions, by a factor of 1.3 to 1.5 as compared with die-casting rotor with aluminum bars;
- to increase the efficiency of an IM by 2-3%;
- to improve the torque-slip characteristic of an IM by way of eliminating the inherent dip;
- to increase the locked rotor torque of an IM by a factor of 1.2 to 1.5 and the breakdown torque by a factor of 1.6 to two-fold;
- to extend the service life of an IM to a great extent.

#### REFERENCES

- [1] I.P. Kopylov, Mathematical simulation of electrical machines (in Russian), The Vysshaya Shkola Publishers, Moscow (1987), pp.72-79
- [2] M.P. Kostenco, L.M. Piotrovsky, Electrical machines, vol.2, AC machines (in Russian), The Energija Publishers, Leningrad (1973), pp.509-513.
- [3] Sh.Ph. Takhautdinov, V.A. Chuvashhev, P.I. Zakharchenko et al, Electrical machine rotor (in Ukrainian), Patent Number: The Ukraine 27993 МКІ Н 02 К 17/16 (2000).

Entered 20.10.03

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО-АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ УДЕЛЬНОЙ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОТЕПЛООВОГО РАЗРУШЕНИЯ МЕДНЫХ ПРОВОДНИКОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Баранов М.И., д.т.н., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (0572) 40-08-41, факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

*Розрахунково-експериментальним шляхом виявлено наближене усереднене значення питомої енергії електротеплового руйнування  $W_{ЭС}$  у повітрі круглих тонких мідних проводів марки ПЕВ-2 з емалевою ізоляцією довжиною до 20 м, які електричне вибухають під дією великих затухаючих синусоїдальних імпульсних струмів мікросекундної тривалості у розрядному колі потужного емнісного накопичувача енергії з вихідною робочою напругою 1,6 МВ та робочим значенням електричної енергії, яка запасасться у розмірі 160 кДж.*

*Расчетно-экспериментальным путем определено приближенное усредненное значение удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{ЭС}$  в воздухе круглых тонких медных проводов марки ПЭВ-2 с эмалевой изоляцией длиной до 20 м, электрически взрывааемых под воздействием больших затухающих синусоидальных импульсных токов микросекундной длительности в разрядной цепи мощного емкостного накопителя энергии с выходным рабочим напряжением 1,6 МВ и рабочим значением запасаемой электрической энергии в 160 кДж.*

### ВВЕДЕНИЕ

При получении сильных импульсных электрических и магнитных полей, а также больших импульсных токов (БИТ) амплитудой в десятки (сотни) килоампер микро- и миллисекундного временных диапазонов, используемых в научных и технологических целях, одной из важных прикладных задач, возникающей перед научно-техническими специалистами, является обеспечение электро-термической стойкости токоведущих частей и полеобразующих устройств-индукторов (соленоидов) высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ) с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ) [1, 2]. Кроме того, в высокотемпературной тепло- и электрофизике и соответствующей технике, например, при практическом применении в размыкателях силовоточных электрических цепей электрического взрыва (ЭВ) проводников [5, 6], вызванного протекающими по ним БИТ, необходимо знать условия его надежного воспроизведения в разрядном контуре ВЭФУ с ЕНЭ. Для указанных выше двух полярных случаев одной из возможных пороговых величин и одним из критериев их обеспечения может служить такое понятие как удельная энергия электротеплового взрывообразного разрушения  $W_{Э}$  (Дж/м<sup>3</sup>) материала проводника, являющаяся физической константой для металлов [3]. В [6] приведены численные значения удельной энергии чисто теплового разрушения  $W_T$  (Дж/м<sup>3</sup>) для ряда металлов, вызванного воздействием на них лазерного излучения большой мощности. Несомненный практический интерес при решении многих прикладных тепло- и электрофизических задач в области техники и электрофизики высоких напряжений и БИТ, а также силовой электротехники представляет расчетное или экспериментальное определение значений  $W_{Э}$  для различных проводниковых материалов, применяемых в силовых цепях мощных электротехнических устройств промышленной частоты 50Гц и разрядных цепях ВЭФУ с ЕНЭ.

Целью данной статьи является расчетно-экспериментальное определение численного значения удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{Э}$  для электрически взрывааемого длинного медного проводника, размещенного в воздухе и включенного в силовоточную разрядную цепь опытной ВЭФУ с ЕНЭ, по которой протекает БИТ микросекундной длительности, изменяющийся по закону экспоненциально затухающей синусоиды.

### КРАТКОЕ ОПИСАНИЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЙ ВЭФУ С ЕНЭ, ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

На рис.1 приведена упрощенная электрическая схема замещения экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ для определения удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{Э}$  медных проводников. В качестве ВЭФУ с ЕНЭ нами был использован размещенный на экспериментальной базе НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ» мощный действующий генератор импульсных напряжений на номинальное выходное напряжение 4МВ и с номинальной запасаемой электрической энергией в 1МДж (ГИН-4) [4]. В проведенных экспериментах зарядное напряжение  $U_3$  одной (каждой) ступени генератора ГИН-4, устанавливаемое с погрешностью не более 5%, выбиралось равным  $U_3 = \pm 50$ кВ, а рабочее выходное напряжение  $U_B$  генератора с 32 ступенями составляло соответственно  $U_B = 1,6$ МВ. Электрическая емкость «в ударе» генератора ГИН-4 была равна  $C_0 = 0,125$ мкФ, а запасаемая в ЕНЭ генератора электрическая энергия  $W_0$ , при выбранном значении зарядного напряжения  $U_3$ , принималась соответственно равной  $W_0 = 160$ кДж. Электрически взрывааемый проводник представлял собой медный провод марки ПЭВ-2 с эмалевою изоляцией [7], длина  $l_{np}$  которого изменялась от 10 до 20м, а

наружный диаметр  $d_{np}$  – от 0,2 до 0,3мм. При этом количество  $N_{np}$  параллельно включенных проводников варьировалось от 1 до 12.

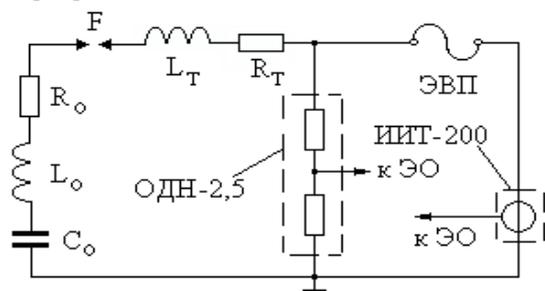


Рис. 1. Электрическая схема замещения экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ ( $R_0 = 4,50\text{ Ом}$  – успокоительное активное сопротивление ГИН-4;  $L_0 = 80\text{ мкГн}$  – собственная индуктивность ГИН-4;  $C_0 = 0,125\text{ мкФ}$  – ударная емкость ГИН-4;  $F$  – отсекающий силовоточный коммутатор ГИН-4;  $L_T = 12\text{ мкГн}$  – индуктивность подводящих токопроводов;  $R_T = 0,90\text{ Ом}$  – активное сопротивление подводящих токопроводов; ЭВП – электрически взрывающийся проводник).

В качестве критерия осуществления ЭВ исследуемых проводников выбираем классическое условие [6] – наличие на опытной осциллограмме разрядного тока ВЭФУ с ЕНЭ  $i_{np}$  резкого спада тока, а на опытной осциллограмме электрического напряжения  $U_{np}$  на массивных электродах, к которым крепятся электрически взрываемые в воздухе проводники, – пика (резкого всплеска или броска) напряжения. Считаем, что данному пику напряжения  $U_{np}$  соответствует момент взрывообразного разрушения проводника, т.е. время до его электровзрыва  $t_B$  (с) [6].

Измерение разрядного тока  $i_{np}$ , протекающего через рассматриваемые проводники, выполняем с погрешностью до 10% при помощи разработанного и созданного нами измерителя БИТ типа ИИТ-200 на импульсные токи до 200кА (чувствительность 69мВ/кА), конструкция которого описана в [4], а измерение высокого напряжения  $U_{np}$  – с использованием ранее апробированного авторами омического делителя напряжения типа ОДН-2,5 на импульсные напряжения до 2,5МВ (коэффициент деления  $18 \cdot 10^3$ ; время нарастания не хуже 170нс) [4], обеспечивающего погрешность измерения мегавольтного напряжения не более 10%. Амплитудно-временные параметры (АВП) измеряемых импульсов тока  $i_{np}$  от измерителя ИИТ-200 и напряжения  $U_{np}$  от делителя ОДН-2,5 фиксируем на экранах запоминающих электронных осциллографов (ЭО) типа С8-13. Атмосферные условия при работе экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ и реализации ЭВ проводников соответствовали нормальным (давление воздуха составляло  $1,013 \cdot 10^5\text{ Па}$ , его температура была равна  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ , а относительная влажность воздуха не превышала 85%).

Определение значений  $W_{\Sigma}$  для рассматриваемых медных проводников с учетом результатов теоретических исследований процесса их ЭВ, представленных в [3], выполняем по следующему приближенному аналитическому выражению:

$$W_{\Sigma} = \gamma_0^{-1} (1 + \theta_{\kappa} c_0 \beta_0) \delta_{\kappa}^2 t_B = 14,3 \gamma_0^{-1} \delta_{\kappa}^2 t_B,$$

где  $\gamma_0$  – удельная электропроводимость материала проводника до воздействия на него БИТ (для меди при температуре окружающей воздушной среды, равной  $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ ,  $\gamma_0 = 5,81 \cdot 10^7$  См/м [5]);  $\delta_{\kappa} = i_{np} / S_{np} N_{np}$  – критическая (максимальная) плотность аксиального тока во взрывающемся проводнике поперечным сечением  $S_{np}$  ( $\text{А/м}^2$ );  $\theta_{\kappa} = (\theta_m - \theta_0)$  – критическое превышение температуры материала взрывающегося проводника ( $^\circ\text{C}$ );  $\theta_m$  – температура кипения материала взрывающегося проводника (для меди  $\theta_m = 2590^\circ\text{C}$  [3, 5, 8]);  $c_0$  – удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала взрывающегося проводника (для меди  $c_0 = 3,92 \cdot 10^6$  Дж/м<sup>3</sup>· $^\circ\text{C}$  [5]);  $\beta_0$  – тепловой коэффициент удельной электропроводимости материала взрывающегося проводника (для меди  $\beta_0 = 1,31 \cdot 10^{-9}$  м<sup>3</sup>/Дж [5]).

Следует подчеркнуть, что согласно поставленной цели в вышеуказанном аналитическом выражении для  $W_{\Sigma}$  значения  $\delta_{\kappa}$  и  $t_B$  определяем экспериментальным путем на описанной ВЭФУ с ЕНЭ.

Примем, что при нахождении значений удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  для медных проводов выполняются следующие допущения:

1. Разрядный ток  $i_{np}$  ВЭФУ с ЕНЭ по поперечному сечению  $S_{np}$  электрически взрывающихся круглых тонких сплошных медных проводников распределяется равномерно [3, 6].

2. Влиянием теплоотдачи в окружающую цилиндрические проводники воздушную среду и теплопроводности материала проводников на их импульсный нагрев пренебрегаем, т.е. определение значений  $W_{\Sigma}$  осуществляем в адиабатическом приближении [3, 6].

3. Энергией диссипации в разрядном контуре ВЭФУ с ЕНЭ можно пренебречь [6].

4. Скорость ввода удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  в электрически взрывающийся цилиндрический проводник на начальной стадии его ЭВ, связанной с фазовым переходом жидкий кипящий металл-пар, остается неизменной.

Требуется с учетом принятых допущений расчетно-экспериментальным путем на основании приведенного нами аналитического выражения в приближенном виде определить численное значение удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  длинного тонкого медного проводника, электрически взрывающегося в воздухе под воздействием БИТ в разрядной цепи указанной выше опытной ВЭФУ с ЕНЭ.

## РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ ЭЛЕКТРОВЗРЫВА МЕДНЫХ ПРОВОДНИКОВ

Настройка разрядного контура экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ показала, что без ЭВ медных проводников, когда изоляционный промежуток между массивными электродами, служащими для закрепления тонких взрывающихся медных проводников, зашунтирован толстым медным проводником диаметром 2мм и длиной 20м, в электрической цепи разряда генератора ГИН-4 протекает импульсный экспоненциально затухающий синусоидальный ток, характеризующийся следующими временными параметрами:  $\delta = 24,14 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$  – коэффициент затухания разрядного тока;  $\omega = 261,79 \text{ кГц}$  – круговая частота разрядного тока;  $T = 24 \text{ мкс}$  – период колебаний разрядного тока;  $\Delta = 1,785$  – декремент колебаний разрядного тока.

На рис.2 приведены полученные в разрядной цепи экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ с помощью измерителя ИИТ-200 и делителя ОДН-2,5 на экранах ЭО типа С8-13 совмещенные типичные осциллограммы разрядного тока  $i_{np}$  (кривая 1) в электрически взрывающихся медных проводниках (длина проводников -

$l_{np} = 20 \text{ м}$ ; количество параллельно соединенных проводников -  $N_{np} = 7$ ; диаметр проводников -  $d_{np} = 0,2 \text{ мм}$ ) и напряжения  $U_{np}$  (кривая 2) на них. На основании расшифровки АВП данных и подобных им опытных осциллограмм тока  $i_{np}$  и напряжения  $U_{np}$  была составлена приведенная ниже таблица, содержащая максимальные значения разрядного тока  $I_m$ , плотности тока  $\delta_{km} \geq \delta_k$ , напряжения  $U_m$ , времени до электровзрыва  $t_B$  медных проводников и соответствующие им численные значения удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{Э}$  проводников, найденные по вышеприведенной формуле. В приведенной табл. для сравнения с опытными значениями  $t_B$  представлены согласно формуле (10) из [3] соответствующие им расчетные данные для времени  $t_{BP}$  до взрыва медных проводников, осуществляемого большими плотностями импульсного тока, равными соответствующим опытными данным для  $\delta_{km}$ .

Таблица

Характеристики воздушного ЭВ длинных тонких круглых медных проводов марки ПЭВ-2 с эмалевой изоляцией в сильноточной разрядной цепи экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ.

$l_{np}$ , м	$d_{np}$ , мм	$N_{np}$	$I_m$ , кА	$\delta_{km}$ , кА/мм <sup>2</sup>	$U_m$ , кВ	$t_B$ , 10 <sup>-6</sup> с	$t_{BP}$ , 10 <sup>-6</sup> с	$W_{Э}$ , 10 <sup>10</sup> Дж/м <sup>3</sup>
10	0,3	5	33,3	94,4	540,0	15,0	21,8	2,85
20	0,3	5	29,0	82,1	570,0	22,0	28,9	3,65
20	0,2	7	31,8	144,6	775,0	9,0	9,3	4,59

Из анализа представленных в табл. численных значений  $W_{Э}$  следует, что для трех выбранных характерных конструкций электрически взрывающихся длинных круглых тонких медных проводников в сильноточной разрядной цепи экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ расхождения в значениях удельной энергии электротеплового разрушения меди практически находятся в пределах точности измерений разрядного тока  $i_{np}$ , напряжения  $U_{np}$  и времени до электровзрыва  $t_B$  в рассматриваемых конструкциях проводников, а усредненное опытное значение удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{ЭC}$  для меди составляет примерно величину, равную  $W_{ЭC} = 3,69 \cdot 10^{10} \text{ Дж/м}^3$ .

Для сравнения полученных численных значений  $W_{Э}$  и  $W_{ЭC}$  с известными экспериментально установленными значениями удельной энергии разрушения меди отметим, что согласно данным табл. 5.4 из [6] удельная энергия чисто теплового разрушения  $W_T$  меди при воздействии на нее мощного лазерного излучения составляет величину  $W_T = 3,62 \cdot 10^{10} \text{ Дж/м}^3$ , а удельная энергия (теплота) сублимации  $W_C$  для медного проводника равна  $W_C = 4,68 \cdot 10^{10} \text{ Дж/м}^3$ .

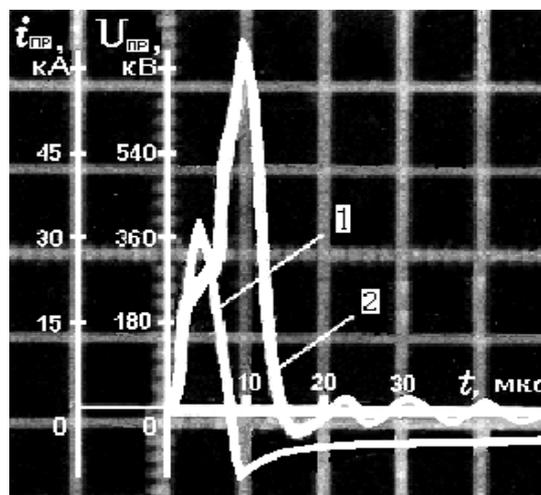


Рис.2. Опытные осциллограммы тока  $i_{np}$  (кривая 1) и напряжения  $U_{np}$  (кривая 2) при электровзрыве в воздухе длинных круглых медных проводов марки ПЭВ-2 с эмалевой изоляцией, осуществляемом в разрядном контуре экспериментальной ВЭФУ с ЕНЭ ( $l_{np} = 20 \text{ м}$ ;  $d_{np} = 0,2 \text{ мм}$ ;  $N_{np} = 7$ ;  $C_0 = 0,125 \text{ мкФ}$ ;  $U_B = 1,6 \text{ МВ}$ ;  $W_0 = 160 \text{ кДж}$ ).

Следует заметить, что в грубом приближении непосредственный прямой экспериментальный спо-

соб определения в нашем случае значений  $W_{\Sigma}$ , заключающийся в делении рабочего значения запасенной электрической энергии  $W_0=160\text{кДж}$  в ЕНЭ генератора ГИН-4 на электрически взрываеваемый пороговый (максимальный) объем материала медных проводников  $V_{np} = \pi d_{np}^2 l_{np} N_{np} / 4$  (например, для  $V_{np} = 8,46 \cdot 10^3 \text{мм}^3$ ;  $l_{np}=20\text{м}$ ;  $d_{np}=0,3\text{мм}$ ;  $N_{np}=6$ ), больше которого классический ЭВ исследуемых проводников (наличие резкого спада на кривой тока  $i_{np}$  и пика на кривой напряжения  $U_{np}$ ) нами не наблюдался, приводит к усредненному численному значению удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma C}$  меди, примерно равному  $W_{\Sigma C} = 2,83 \cdot 10^{10} \text{Дж/м}^3$ .

Приведенные в табл. экспериментальные результаты свидетельствуют о том, что при ЭВ медных проводников чем больше достигаемые в них критические значения плотности тока  $\delta_k$ , тем будут меньше значения времени до их взрыва  $t_B$ , что соответствует результатам ранее проведенных теоретических исследований ЭВ цилиндрических медных проводников в воздухе, изложенным в [3]. Кроме того, проведенные эксперименты показали, что при ЭВ цилиндрических медных проводников первостепенным по значимости фактором, приводящим к осуществлению этого электрофизического явления, является достигаемая в проводнике критическая плотность тока  $\delta_k$ , определяющая соответственно и вводимую в проводник удельную энергию электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  его материала.

#### ВЫВОДЫ

1. Впервые при воздействии больших затухающих импульсных токов синусоидальной формы и микросекундной длительности, генерируемых в разрядной цепи мощного действующего генератора импульсных напряжений ГИН-4 наружной установки (номинальное напряжение – 4МВ, а номинальная запасаемая в ЕНЭ электрическая энергия – 1МДж), размещенного на экспериментальной базе НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ», при выходном рабочем напряжении  $U_B=1,6\text{МВ}$  и рабочем значении запасаемой электрической энергии  $W_0=160\text{кДж}$ , расчетно-экспериментальным путем в условиях обеспечения электрического взрыва проводников приближенно определена удельная энергия электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  круглых тонких медных проводов марки ПЭВ-2 с эмалевой изоляцией длиной до 20м, размещенных в воздухе атмосферного давления, численно составляющая в среднем значение, равное примерно  $W_{\Sigma C} = 3,69 \cdot 10^{10} \text{Дж/м}^3$ .

2. Показано, что полученные в ходе проведенных экспериментов численные значения удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  и ее усредненного значения  $W_{\Sigma C}$  для исследуемых медных проводов приближаются к известным значениям удельной

энергии чисто теплового разрушения  $W_T$  медных проводников под воздействием мощного лазерного излучения и к удельной теплоте сублимации  $W_C$  для меди.

3. Приведенные в статье данные для удельной энергии электротеплового разрушения  $W_{\Sigma}$  меди и ее усредненного значения  $W_{\Sigma C}$  и их сравнение с известными значениями удельной энергии чисто теплового разрушения  $W_T$  и удельной теплоты сублимации  $W_C$  для медного проводника подтверждают работоспособность используемого нами аналитического соотношения для расчетно-экспериментального нахождения значений удельной энергии электротеплового взрывообразного разрушения медных проводов, а также примененного в опытах высоковольтного электрофизического оборудования с нестандартизованными измерительными средствами.

4. Экспериментально установлено, что увеличение значений критической плотности  $\delta_k$  аксиального тока в медных проводниках приводит к уменьшению значений времени  $t_B$  до их электровзрыва.

5. Полученные опытные данные для времени  $t_B$  до электровзрыва медных проводов подтверждают достоверность расчетной формулы (10) из [3] для аналитического определения такого основного параметра при ЭВ проводников как момент их взрыва  $t_B$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баранов М.И. Электротермическая стойкость изолированных проводов и кабелей к воздействию больших импульсных токов молнии// Электротехніка і електромеханіка.-2003.-№2.-С.67-74.
- [2] Баранов М.И. Термическая стойкость неизолированных проводов при прямом ударе молнии// Технічна електродинаміка.-1997.-№6.-С.9-15.
- [3] Баранов М.И. Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов// Электротехніка і електромеханіка.-2003.-№3.-С.59-64.
- [4] Баранов М.И., Бочаров В.А., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К. Мощные генераторы импульсных напряжений и токов предельных параметров для тестирования силового электроэнергетического оборудования// Электротехніка і електромеханіка.-2003.-№2.-С.75-80.
- [5] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [6] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина.-Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [7] Электрические кабели, провода и шнуры: Справочник/ Н.И. Белоруссов, А.Е. Саакян, А.И. Яковлева; Под ред. Н.И. Белоруссова.-М.: Энерго-атомиздат, 1988.-536с.
- [8] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.-М.: Мир, 1982.-520с.

Поступила 24.10.03

## РАСЧЕТ ГЛУБИНЫ ПРОНИКНОВЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОГО ПОЛЯ В МАССИВНЫЙ ПРОВОДНИК С ПЕРЕМЕННЫМ ТОКОМ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета

"Харьковский политехнический институт"

Украина, 61013, г. Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ"

тел. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

*Отримана формула для аналітичного розрахунку у сталому режимі товщини термічного скин-шару у плоскому масивному немагнітному провіднику зі струмом, якій змінюється стосовно згасаючої синусоїдальної функції часу. Ця формула можливо знайде практичне застосування при електротеплових розрахунках у завданнях електрофізики, радіо - та електротехніки.*

*Получена формула для аналитического расчета в установившемся режиме толщины термического скин-слоя в плоском массивном немагнитном проводнике с током, изменяющимся по затухающей синусоидальной функции времени. Данная формула может найти практическое применение при электротепловых расчетах в задачах электрофизики, радио – и электротехники.*

### ВВЕДЕНИЕ

При выполнении электротепловых расчетов плоских и цилиндрических проводников, широко применяемых в высоковольтной сильноточной импульсной технике (например, в электротехнологических установках, генераторах импульсных напряжений и токов, устройствах формирования, трансформации и передачи больших токов и мощных электромагнитных полей), а также в электротехнике (например, в электрических аппаратах и машинах, воздушных и кабельных линиях электропередачи, силовых трансформаторах, шунтирующих реакторах, устройствах индукционного нагрева) и радиотехнике (например, в антенно-фидерных устройствах, сильноточных цепях питания электронных средств), важно знать пространственно-временные распределения в их материале стационарных и неустановившихся во времени температурных полей [5,9,11-13]. На решение в теплотехнике данного класса задач как раз и направлены известные теории стационарной и нестационарной теплопроводности [7]. Одной из основной особенностью тепловых задач в радио - и электротехнике, технике и электрофизике высоких напряжений и больших токов является наличие в проводниках внутреннего объемного положительного источника тепла, интенсивность (удельная мощность) которого во времени прямо пропорциональна квадрату протекающего по ним электрического тока и соответственно квадрату плотности тока в их материале. Несмотря на такую особенность, для ряда электрофизических, радио – и электротехнических задач, в которых не учитывается влияние нелинейной магнитной диффузии в проводниках на протекающие в них электротепловые процессы, в первом приближении при определенных условиях возможно отдельное рассмотрение для них электромагнитных и тепловых задач. При практическом решении этих задач такой подход нуждается в теоретическом обосновании и должен базироваться на количественных и качественных оценках степени взаимного влияния электромагнитного и температурного полей, а также

степени изменения электрофизических характеристик материала проводников из-за воздействия на него указанных полей. При этом по аналогии с классической толщиной электрического (токового) скин-слоя  $\Delta_{\omega}$  в проводниках [1,9,12] как методический, так и практический интерес представляет расчетное определение толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в проводниках с переменным во времени током и сравнительный анализ данных расчетных величин.

Целью настоящей статьи является получение аналитического соотношения для приближенного расчета толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в плоском массивном однородном неферромагнитном проводнике, испытывающем в установившемся режиме воздействие температурного поля, циклически изменяющегося во времени пропорционально временной зависимости протекающего по проводнику переменного тока.

### ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим в декартовой системе координат окруженный воздушной средой плоский массивный немагнитный изотропный проводник толщиной  $h$  и неограниченных в боковых направлениях размеров, для которого выполняется неравенство вида  $h \gg \Delta_{\omega}$  (см. рис.). Атмосферные условия соответствуют нормальным (давление воздуха составляет 101,3кПа, а его температура равна комнатной  $\theta_0 = 20$  °C). Пусть по рассматриваемому проводнику в направлении оси  $OY$  протекает изменяющийся во времени  $t$  с циклической частотой  $\omega$  затухающий синусоидальный ток  $i$ , вызывающий резкое проявление в материале проводника поверхностного эффекта [1,5,9,12] и приводящий к нагреву прежде всего его слоев, прилегающих к наружной поверхности проводника ( $z = 0$ ).

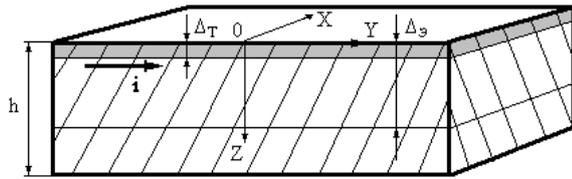


Рис. Расчетная модель  
плоского массивного проводника

Считаем, что для исследуемого проводника с принятым током справедливо условие квазистационарности протекающих в нем электромагнитных процессов [5,9,12], а теплоотдача с его поверхностей столь незначительна, что ее можно не учитывать. При этом изотермические поверхности в проводнике будут представлять собой плоские поверхности, параллельные наружной поверхности массивной пластины, а напряженность  $H$  внешнего магнитного поля вдоль последней при  $z = 0$  и для  $-\infty < t < +\infty$  будет удовлетворять следующему выражению:

$$H(0, t) = k_H H_m \exp(-\alpha t) \sin \omega t, \quad (1)$$

где  $H_m$ ,  $\alpha$  - соответственно максимальное значение и коэффициент затухания напряженности магнитного поля;  $k_H =$

$$= [\exp((- \alpha / \omega) \arctg \alpha / \omega) \times \sin(\arctg \alpha / \omega)]^{-1}$$

— нормирующий коэффициент [2].

Примем, что достигаемая в проводнике за счет джоулева нагрева температура такова, что ее влиянием на электрофизические характеристики материала проводника и распределения в нем напряженностей установившегося переменного электрического и магнитного полей в первом приближении можно пренебречь.

Требуется с учетом указанных выше ограничений получить приближенную формулу для аналитического расчета характеристической глубины проникновения  $\Delta_T$  в материал исследуемого проводника одномерного стационарного теплового поля, изменяющегося во времени  $t$  на его наружной поверхности в соответствии с некоторой круговой частотой  $\omega_\theta$ , пропорциональной для общности рассмотрения циклической частоте  $\omega$  изменения затухающего синусоидального тока в проводнике, и выполнить сравнительную численную оценку расчетных значений толщин скин-слоев  $\Delta_T$  и  $\Delta_3$  в рассматриваемом проводнике.

#### ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Из теории теплопроводности известно, что дифференциальное уравнение, описывающее распределение одномерного температурного поля в неограниченной металлической пластине с внутренним положительным источником теплоты, имеет следующий вид [7]:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} + \frac{w}{\lambda_0} - \frac{c_0}{\lambda_0} \frac{\partial \theta}{\partial t} = 0, \quad (2)$$

где  $\theta(z, t) = (\theta_t - \theta_0)$  - превышение температуры материала проводника,  $^\circ\text{C}$ ;  $\theta_t$  - температура материала проводника в процессе воздействия на него внутреннего источника тепла,  $^\circ\text{C}$ ;  $w$  - удельная мощность внутреннего источника теплоты ( $\text{Дж}/\text{с}\cdot\text{м}^3$ );  $c_0$  - удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала проводника (при  $\theta_0 = 20$   $^\circ\text{C}$  для алюминия  $c_0 = 2,7 \cdot 10^6$   $\text{Дж}/\text{м}^3 \cdot ^\circ\text{C}$ ; для меди  $c_0 = 3,92 \cdot 10^6$   $\text{Дж}/\text{м}^3 \cdot ^\circ\text{C}$  [5]);  $\lambda_0$  - коэффициент теплопроводности материала проводника (при  $\theta_0 = 20$   $^\circ\text{C}$  для алюминия  $\lambda_0 = 240$   $\text{Дж}/\text{с}\cdot\text{м} \cdot ^\circ\text{C}$ ; для меди  $\lambda_0 = 400$   $\text{Дж}/\text{с}\cdot\text{м} \cdot ^\circ\text{C}$  [5]).

Для рассматриваемой расчетной модели проводника тепловое уравнение (2) приобретает вид:

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} + \frac{\delta^2}{\gamma_0 \lambda_0} - \frac{c_0}{\lambda_0} \frac{\partial \theta}{\partial t} = 0, \quad (3)$$

где  $\delta(z, t)$  - плотность переменного тока в материале проводника,  $\text{А}/\text{м}^2$ ;  $\gamma_0$  - удельная электропроводимость материала проводника (при  $\theta_0 = 20$   $^\circ\text{C}$  для алюминия  $\gamma_0 = 3,61 \cdot 10^7$   $\text{См}/\text{м}$ ; для меди  $\gamma_0 = 5,81 \cdot 10^7$   $\text{См}/\text{м}$  [5]).

Для наглядности и упрощения расчетов толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в дальнейшем рассмотрим предельный случай резкого проявления в исследуемом проводнике поверхностного эффекта, при котором внутренний объемный источник теплоты в проводнике вырождается в поверхностный с координатой  $z = 0$  (см. рис.), обуславливающий поверхностную температуру проводника  $\theta_s(0, t) \geq \theta_0$ , изменяющуюся по некоторой затухающей колебательной зависимости с круговой частотой  $\omega_\theta$ . Возможность применения такой временной зависимости для  $\theta_s(0, t)$  на начальном участке изменения переменного тока (например, на участке его первой полуволны) в проводнике основывается на результатах теоретических исследований автора пространственно-временных распределений нестационарных тепловых полей в массивных немагнитных проводниках с импульсными токами, изменяющимися во времени  $t$  в  $RLC$ -цепи по закону экспоненциально затухающей синусоиды [3] или по закону, характерному для тока короткого замыкания частотой 50 Гц в промышленных электроустановках [4].

В этом случае для приближенного описания одномерного установившегося или стационарного температурного поля ( $\theta(z, 0) \neq 0$ ) в материале плоского массивного ( $h \gg \Delta_3$ ) немагнитного проводника на

основании (3) для  $-\infty < t < +\infty$  можно воспользоваться следующим дифференциальным уравнением теплопроводности параболического типа

$$\frac{\partial^2 \theta}{\partial z^2} - \frac{c_0}{\lambda_0} \frac{\partial \theta}{\partial t} = 0, \quad (4)$$

для которого краевые условия согласно принятой в теории теплопроводности [7] классификации соответствуют граничным условиям I-го рода и применительно к поставленной задаче при вышеупомянутом ограничении  $\omega_\theta t \leq \pi$  имеют вид:

$$\theta(0, t) = \theta_s(0, t) - \theta_0 = k_\theta \cdot \theta_m \cdot \exp(-\delta_\theta t) \cdot \sin \omega_\theta t; \quad (5)$$

$$\theta(h, t) = 0, \quad (6)$$

где  $\theta_m = k_0 \mu_0 H_m^2 / 2c_0$  – максимальное превышение поверхностной температуры массивного проводника при  $z = 0$ ;  $k_0$  – коэффициент, численное значение которого при  $\alpha / \omega = 0$  и  $\omega t = \pi$  приближенно равно  $k_0 = \pi$  [11];  $\delta_\theta$  – коэффициент затухания температурного поля, пропорциональный коэффициенту затухания  $\alpha$  переменного тока в проводнике;  $k_\theta = [\exp(-\delta_\theta / \omega_\theta \arctg \delta_\theta / \omega_\theta) \sin(\arctg \delta_\theta / \omega_\theta)]^{-1}$  – нормирующий коэффициент, принимающий при  $\delta_\theta / \omega_\theta = 0$  численное значение, равное  $k_\theta = 1$  [2];  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$  – магнитная постоянная.

Заметим, что тепловому уравнению (4) в теоретической электротехнике (электрофизике) при рассмотрении теории линейной диффузии переменного магнитного поля в плоский немагнитный проводник соответствует следующий тождественный электромагнитный аналог дифференциального уравнения, вытекающего из уравнений Максвелла и описывающего при заданных краевых условиях проникновение в материал указанного проводника напряженности  $H$  внешнего плоского магнитного поля [5,9,12]:

$$\frac{\partial^2 H}{\partial z^2} - \mu_0 \gamma_0 \frac{\partial H}{\partial t} = 0. \quad (7)$$

Точное решение дифференциального уравнения второго порядка (4) с граничными условиями (5) и (6) для плоского массивного немагнитного проводника при  $\omega_\theta t \leq \pi$  может быть записано в виде [6]:

$$\theta(z, t) = k_\theta \theta_m \cdot \exp(-\delta_\theta t) \cdot \exp(-A_1 z / \sqrt{\frac{\lambda_0}{c_0 \omega_\theta}}) \times \sin(\omega_\theta t - A_2 z / \sqrt{\frac{\lambda_0}{c_0 \omega_\theta}}), \quad (8)$$

где  $A_1 = \sqrt{(\delta_\theta / \omega_\theta)^2 + 1} \cdot \cos(\pi/4 + 0,5 \arctg \delta_\theta / \omega_\theta)$ ;

$$A_2 = \sqrt{(\delta_\theta / \omega_\theta)^2 + 1} \cdot \sin(\pi/4 + 0,5 \arctg \delta_\theta / \omega_\theta).$$

Из (8) следует, что распределение в установившемся режиме превышения температуры  $\theta(z, t)$  по глубине плоского массивного немагнитного проводника для момента времени  $t \leq \pi / \omega_\theta$  происходит по закону экспоненциально затухающего синуса с постепенно уменьшающейся по пространственной координате  $z$  согласно показательному закону амплитудой,

равной  $\theta_m \cdot \exp(-A_1 z / \sqrt{\frac{\lambda_0}{c_0 \omega_\theta}})$ . Смещение по фазе

волн (возмущений) превышения температуры  $\theta(z, t)$  в глубине проводника по сравнению с первой полуволной температуры  $\theta_s(0, t)$  на его наружной по-

верхности ( $z = 0$ ) составляет  $A_2 z / \sqrt{\frac{\lambda_0}{c_0 \omega_\theta}}$ . Необ-

ходимо отметить, что использование нами понятия волн температуры базируется на том, что ранее в [7] при решении задач на нагревание тел, когда температура окружающей их среды во времени  $t$  изменялась по гармоническому закону, было введено понятие тепловых волн. При этом последние автором работы [7] в случае распространения тепла в различных материалах физических тел понимались в макроскопическом смысле слова «волна». Здесь также уместно отметить и то, что в настоящее время благодаря последним достижениям в области технической физики на основании экспериментальных данных установлена возможность появления и кратковременного (до 1с) существования в металлических телах с плотностью даже постоянного тока порядка  $10^8 \text{ А/м}^2$  тепловых волн, распространяющихся вдоль их поверхности по гармоническому закону [8]. Авторы указанной работы на основании принципов квантовой механики объясняют наличие в исследованных охлаждаемых водой стальных круглых проводниках с тонким цинковым покрытием обнаруженных ими пространственно изменяющихся по синусоидальному закону тепловых волн возникновением в результате взаимодействия свободных электронов внутри проводника макроскопических волновых электронных пакетов, внутри которых сосредоточивается основная доля энергии электронной волны. Характерно то, что эти электронные пакеты экспериментально наблюдаются в виде периодической последовательности холодных и горячих пространственных слоев металла, равномерно расположенных по длине проводника [8]. В пользу существования таких тепловых волн в проводниках свидетельствуют и экспериментальные материалы сверхскоростных съемок процесса их электрического взрыва (ЭВ) в электрофизических установках с помощью больших импульсных разрядных токов, изменяющихся во времени  $t$  по затухающей синусоиде [10]. Согласно данным материалам электрически взрывающийся круглый проводник практически равномерно разбивается по длине на отдельные сверхско-

роткие участки, а продукты его ЭВ имеют слоистую структуру. Ранее такие особенности ЭВ проводников переменными токами большой плотности (более  $10^{10} \text{А/м}^2$ ) не удавалось объяснить с позиций классической физики и механики [10].

Определение величины  $\Delta_T$  по аналогии с вычислением толщины электрического или токового скин-слоя  $\Delta_{\mathcal{E}}$  в проводнике с переменным током [5,9] представляется удобным связать с уменьшением в глубине проводника при некоторой координате  $z = z_e$  превышения температуры  $\theta(z, t)$  в  $e$  раз. Тогда из (8) для толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в плоском массивном немагнитном проводнике с переменным током, испытывающем воздействие одномерного стационарного теплового поля, временная зависимость температуры которого на наружной поверхности проводника на участке первой полуволны переменного тока с циклической частотой  $\omega$  соответствует принятой согласно выражению (5) экспоненциально затухающей синусоиде, находим:

$$\Delta_T = z_e = A_1^{-1} \cdot \sqrt{\frac{\lambda_0}{c_0 \omega_{\theta}}} \quad (9)$$

В таблице приведены численные значения величины  $A_1^{-1}$  в зависимости от безразмерного отношения  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta}$ . Из представленных в таблице данных следует, что с увеличением отношения  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta}$  (временного затухания температуры и тока) происходит возрастание значений  $A_1^{-1}$  и соответственно значений  $\Delta_T$ . Поэтому изменяя отношение  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta}$ , можно при фиксированной круговой частоте  $\omega_{\theta}$ , пропорциональной циклической частоте  $\omega$  переменного тока в проводнике, изменять и толщину термического скин-слоя  $\Delta_T$  и тем самым глубину прогрева материала проводника.

Таблица. Зависимость величины  $A_1^{-1}$  в функции от безразмерного отношения  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta}$ .

$\delta_{\theta} / \omega_{\theta}$	$A_1^{-1}$
0	1,414
0,1	1,487
0,3	1,642
0,5	1,802
0,7	1,961
1,0	2,201

Используя (8) и величину  $\Delta_T$  согласно (9), с учетом [9] можно показать, что в стационарном режиме для длины  $\lambda_T$  плоской тепловой волны в мас-

сивном проводнике с переменным током будет справедливо следующее приближенное выражение:

$$\lambda_T = 2\pi \Delta_T \quad (10)$$

Тогда в соответствии с теорией колебаний для скорости распространения в стационарном режиме плоской тепловой волны  $v_T$  в массивном проводнике с переменным током, изменяющимся с циклической частотой  $\omega$ , приближенно получаем:

$$v_T = \omega_{\theta} \Delta_T \quad (11)$$

Из полученной формулы (9) следует, что в предельном случае при  $\omega_{\theta} = \omega$  толщина термического скин-слоя  $\Delta_T$ , как и толщина электрического скин-слоя  $\Delta_{\mathcal{E}}$ , обратно пропорциональна величине  $\sqrt{\omega}$ . В частном случае при  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta} = 0$  (случай гармонического закона изменения во времени  $t$  температурного поля на наружной поверхности проводника и соответственно тока в проводнике) выражение (9) для  $\Delta_T$  существенно упрощается и принимает вид:

$$\Delta_T = \sqrt{\frac{2\lambda_0}{c_0 \omega_{\theta}}} \quad (12)$$

Полученное аналитическое выражение (12) по форме соответствует известной формуле (4.3) из [5] для глубины одномерного проникновения в массивный неферромагнитный проводник плоского стационарного температурного поля, изменяющегося во времени  $t$  на наружной поверхности проводника по гармоническому закону с круговой частотой  $\omega_{\theta}$ , которая в [5] ошибочно принята равной всегда циклической частоте  $\omega$  изменения переменного тока или напряженности  $H(0, t)$  магнитного поля в проводнике.

#### ПРИМЕР РАСЧЕТА ТОЛЩИНЫ ТЕРМИЧЕСКОГО СКИН-СЛОЯ В МАССИВНОМ ПРОВОДНИКЕ

Вначале выполним в установившемся режиме расчетную оценку значений  $\Delta_T$  и  $\Delta_{\mathcal{E}} = \sqrt{2 / \omega \mu_0 \gamma_0}$  [9] для плоского массивного медного проводника по полученной формуле (9) в предельном случае, когда  $\omega_{\theta} = \omega$ , а также при  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta} = 0$  и реальном значении в разрядной цепи высоковольтной электрофизической установки с емкостным накопителем энергии циклической частоты разрядного тока  $\omega = 666,58 \cdot 10^3 \text{рад/с}$  [1]. Согласно (9) и (12) при указанных ранее численных значениях электро- и теплофизических характеристик  $\gamma_0$ ,  $c_0$  и  $\lambda_0$  для меди толщина термического скин-слоя в рассматриваемом проводнике оказывается примерно равной  $\Delta_T = 17,5 \text{мкм}$ . Отметим, что в нашем случае в соответствии с выражениями (10) и (11)  $\lambda_T = 0,11 \text{мм}$ , а  $v_T = 11,66 \text{м/с}$ . Следует заметить, что в соответствии с

полученным решением (8) исследуемой электротепловой задачи при  $z = \lambda_T$  температурное поле в рассматриваемом проводнике будет затухать практически полностью. При этом для используемых исходных данных толщина электрического (токового) скин-слоя  $\Delta_{\mathcal{E}}$  в медном проводнике составляет примерно значение, равное  $\Delta_{\mathcal{E}} = 0,203 \text{ мм}$  [9]. Отношение толщин термического и электрического скин-слоев не зависит от круговой частоты  $\omega_{\theta} = \omega$  изменения поверхностной температуры  $\theta_s(0, t)$  и тока в проводнике и для рассматриваемого случая будет равным  $\Delta_T / \Delta_{\mathcal{E}} = \sqrt{\lambda_0 \mu_0 \gamma_0 / c_0} = 0,086$ .

Расчетные оценки возможных других численных значений круговой частоты  $\omega_{\theta}$  изменения поверхностной температуры  $\theta_s(0, t)$  в проводниках с переменным током циклической частотой  $\omega$  свидетельствуют о том, что практически всегда  $\omega_{\theta} \leq \omega$ . В частности, согласно приведенным в [3] данным численного расчета нестационарного температурного поля круглого массивного медного провода с напряженностью  $H(0, t)$  азимутального импульсного магнитного поля на его наружной поверхности, описываемой временной зависимостью (1), при  $\omega = 359 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$  и  $\alpha = 66,42 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$  для указанного случая из области техники сильных электрических и магнитных полей можно приближенно считать, что  $\omega_{\theta} \approx \omega/2$  (см. кривую 3 на рис.1 из [3]). Примерно такое же значение для  $\omega_{\theta}$  следует и из результатов численного решения нестационарной нелинейной электротепловой задачи для круглых массивных медных проводников силовых электроустановок, испытывающих при коротком замыкании в цепях последних воздействие больших токов промышленной частоты 50 Гц (см. кривую 3 на рис.2 из [4]). В результате для гармонического тока ( $\alpha / \omega = \delta_{\theta} / \omega_{\theta} = 0$ ) при  $\omega_{\theta} \approx \omega/2$  расчетное выражение (12) принимает следующий удобный для практического применения вид:

$$\Delta_T \approx 0,79 \sqrt{\frac{\lambda_0 T}{c_0}}, \quad (13)$$

где  $T = 2\pi / \omega$  - период колебаний переменного тока в массивном проводнике.

Важно отметить, что при лазерной и электроискровой обработке материалов для нахождения глубины проникновения в них теплового потока  $\delta_T$  научно-технические работники используют следующее приближенное соотношение [15,16]:

$$\delta_T \approx \sqrt{\frac{\lambda_0 t_0}{c_0}} \approx 0,71 \sqrt{\frac{\lambda_0 T}{c_0}}, \quad (14)$$

где  $t_0 = T/2$  - время воздействия лазерного (теплого) излучения или длительность токового униполярного моноимпульса, равная длительности первой полуволны гармонического тока.

Из сравнения выражений (13) и (14) видно, что в частном случае ( $\alpha / \omega = \delta_{\theta} / \omega_{\theta} = 0$ ) предлагаемые нами расчетные формулы (9) и (12) для определения толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в массивном проводнике с переменным током хорошо согласуются с ранее полученным эмпирическим путем теплотехническим соотношением (14) для  $\delta_T$ .

С учетом данного обстоятельства вышеуказанные расчетные величины  $\lambda_T$  и  $v_T$  из-за коррекции по частоте  $\omega_{\theta} \approx \omega/2$  при  $\omega = 666,58 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$  принимают следующие численные значения:  $\Delta_T = 24,7 \text{ мкм}$ ,  $\lambda_T = 0,15 \text{ мм}$  и  $v_T = 8,25 \text{ м/с}$ . Откорректированное значение отношения термического и токового скин-слоев становится равным  $\Delta_T / \Delta_{\mathcal{E}} = 0,121$ . Видно, что для рассмотренного диапазона изменения значений  $\omega_{\theta}$  отношение  $\Delta_T / \Delta_{\mathcal{E}}$  меняется незначительно, а толщина термического скин-слоя  $\Delta_T$  в массивном медном проводнике практически на порядок меньше, чем толщина электрического (токового) скин-слоя  $\Delta_{\mathcal{E}}$ .

Численные оценки отношения термического и электрического скин-слоев  $\Delta_T / \Delta_{\mathcal{E}}$  для массивных ферромагнитных проводников со значениями удельной электропроводности  $\gamma_0$  их материала, меньшими, чем у меди (например, для алюминиевых проводников), свидетельствуют о том, что данное отношение для них становится еще в большей степени меньшим, чем для медного проводника. При этом для случая, когда  $\omega = 359 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$ , а  $\alpha = 66,42 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$  ( $\omega_{\theta} \approx \omega/2 \approx 179 \cdot 10^3 \text{ рад/с}$ ,  $\delta_{\theta} / \omega_{\theta} \approx 0,3$ ) [3,14], в массивном алюминиевом проводнике согласно выражениям (9) и (10) искомые величины принимают следующие численные значения:  $\Delta_T = 36,6 \text{ мкм}$ ,  $\lambda_T = 0,23 \text{ мм}$  и  $\Delta_{\mathcal{E}} = 0,35 \text{ мм}$  ( $\Delta_T / \Delta_{\mathcal{E}} = 0,104$ ). Экспериментальным подтверждением достоверности полученных расчетных результатов для толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  и длины тепловой волны  $\lambda_T$  в указанном алюминиевом проводнике является то, что в соответствии с опытными данными, представленными в [14], при вышеупомянутом значении циклической частоты  $\omega$  протекающего по нему импульсного тока глубина прогрева в плоском массивном образце из алюминиевого сплава марки Д16Т ( $h = 10 \text{ мм}$ ;  $\Delta_{\mathcal{E}} = 0,35 \text{ мм}$ ) составляла примерно численное значение

ние 0,3мм, приближающееся к нашему расчетному значению  $\lambda_T$  (см. кривую 2 на рис.3 из [14]).

### ВЫВОДЫ

1. Получены расчетные формулы (9) и (12) для приближенного определения характеристической глубины проникновения  $\Delta_T$  в плоский массивный немагнитный изотропный проводник одномерного стационарного температурного поля, обусловленного протекающим по проводнику в условиях резкого проявления в материале последнего поверхностного эффекта переменным током с циклической частотой  $\omega$  и изменяющегося во времени  $t$  на наружной поверхности проводника на участке первой полуволны тока по закону экспоненциально затухающей синусоиды с круговой частотой  $\omega_\theta \leq \omega$ .

2. Даны рекомендации по выбору круговой частоты  $\omega_\theta$  температурного поля и практическому использованию расчетных формул (9) и (12) при нахождении толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в массивном проводнике с переменным током циклической частотой  $\omega$ .

3. На основании расчетных формул (9) и (12) предложены формулы (10) и (11) соответственно для определения длины  $\lambda_T$  и скорости распространения  $v_T$  плоской тепловой волны в массивном проводнике с переменным током.

4. Из анализа представленных результатов аналитического расчета в установившемся режиме толщины термического скин-слоя  $\Delta_T$  в плоском массивном немагнитном проводнике следует, что так как ее отношение к толщине электрического (токового) скин-слоя  $\Delta_\omega$  для любых значений циклической частоты  $\omega$  переменного тока в проводнике при  $\omega_\theta/\omega=0,5-1$  составляет малую величину  $\Delta_T/\Delta_\omega \ll 1$ , то при незначительном джоулевом нагреве исследуемого проводника и соответственно небольшом температурном изменении удельной электропроводности  $\gamma_0$ , удельной теплоемкости  $C_0$  и коэффициента теплопроводности  $\lambda_0$  его материала диффузия теплового поля в глубь материала такого проводника будет оказывать слабое влияние на результаты нестрогих расчетов в условиях квазистационарности линейной диффузии переменного магнитного поля в рассматриваемый проводник.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баранов М.И., Кравченко В.И., Медведева В.А. Расчет глубины проникновения импульсного электромагнитного поля в массивный проводник// Технічна електродинаміка.-2001.-№3.-С.13-16.
- [2] Баранов М.И. Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1999.-№3.-С.14-19.
- [3] Баранов М.И., Бондина Н.Н., Бочаров В.А. Моделирование нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических изотропных токопроводов электрофизических установок при получении больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1998.-№4.-С.19-22.
- [4] Баранов М.И., Бондина Н.Н., Даценко В.П. Математическое моделирование нестационарной нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических токопроводов силовых электроустановок при коротком замыкании// Технічна електродинаміка.-2002.-№6.-С.8-12.
- [5] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [6] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров.-М.: Наука, 1974.-832с.
- [7] Лыков А.В. Теория теплопроводности.-М.: Высшая школа, 1967.-599с.
- [8] Марахтанов М.К., Марахтанов А.М. Периодические изменения температуры по длине стальной проволоки, вызываемые электрическим током// Вестник Московского государственного технического университета (МГТУ) им. Н.Э. Баумана. Сер. «Машиностроение».-2003.-№1.-С.37-47.
- [9] Нейман Л.Р., Демирчян К.С. Теоретические основы электротехники, т.2.-Л.: Энергоиздат, 1981.-416с.
- [10] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии// Под ред. В.Н. Карнюшина.-Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [11] Техника больших импульсных токов и магнитных полей// Под ред. В.С. Комелькова. М.: Атомиздат, 1970.-472с.
- [12] Шнейерсон Г.А. Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов.-Л.: Энергоиздат, 1981.-200с.
- [13] Немков В.С., Демидович В.Б. Теория и расчет устройств индукционного нагрева.-Л.: Энергоатомиздат, 1988.-280с.
- [14] Баранов М.И., Белозеров В.В., Кравченко В.И., Махатилова А.И. Экспериментальные исследования электротеплового воздействия импульсного сильноточного искрового разряда на металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-2003.-№1.-С.3-7.
- [15] Рыкалин И.Н., Углов А.А., Зуев И.В., Какора А.Н. Лазерная и электронно-лазерная обработка материалов: Справочник.-М.: Машиностроение, 1985.-496с.
- [16] Кучерявая И.Н. Тепловой анализ процесса электроискровой обработки гранул// Технічна електродинаміка.-2003.-№2.-С.67-71.

Поступила 23.02.2004

## ФИЗИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ВОЗМОЖНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ ОБРАБОТКИ ТОНКОСТЕННЫХ МЕТАЛЛОВ

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф., Лавинский В.И., д.т.н., проф., Хименко Л.Т., д.т.н., проф.  
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"  
Украина, 61002, Харьков, ул.Фрунзе,21, НТУ "ХПИ", "Высшая математика", "Сопротивление материалов",  
"Инженерная электрофизика". Тел. (0572) 40-02-02, Email: batygin@kpi.kharkov.ua, lavinsky@kpi.kharkov.ua

*Робота присвячена викладу фізичних основ можливих напрямків практичного використання методів магнітно-імпульсного силового впливу на тонкостінні металеві об'єкти. Напрямки об'єднані спільністю назви виконуваної операції (плоске штампування) і спільністю фізичної ідеї для їхньої реалізації, сутність якої складається в створенні заданого просторово-тимчасового розподілу напруженості магнітного поля. Їхнє розходження встановлюється спрямованістю порушуваних пондермоторних сил. Вперше описаний ефект притягання плоских тонкостінних металів імпульсними магнітними полями. Запропоновано гіпотезу про фізичну сутність виявленого явища. Обґрунтовано можливість і умови його прояву для провідників з циліндричною геометрією.*

*Работа посвящена изложению физических основ возможных направлений практического использования методов магнитно-импульсного силового воздействия на тонкостенные металлические объекты. Направления объединены общностью названия выполняемой операции (плоская штамповка) и общностью физической идеи для их реализации, сущность которой состоит в создании заданного пространственно-временного распределения напряжённости магнитного поля. Их различие устанавливается направленностью возбуждаемых пондермоторных сил. Впервые описан эффект притяжения плоских тонкостенных металлов импульсными магнитными полями. Предложена гипотеза о физической сущности обнаруженного явления. Обоснованы возможность и условия его проявления для проводников с цилиндрической геометрией.*

Магнитно-импульсная обработка металлов открывает широкие возможности для создания новых технологий, обладающих всеми признаками прогрессивных технологий на современном этапе развития человечества, а именно: экологическая чистота, высокая производительность, экономный расход материальных и энергетических ресурсов.

Практические апробации магнитно-импульсных методов, их достоинства и промышленные применения достаточно полно описаны авторами [1]. Несмотря на широкий спектр проблем, решаемых с использованием энергии электромагнитных полей, современное производство требует дальнейшего расширения перечня технологических процессов, где магнитно-импульсные методы позволяют реализовать неоспоримые преимущества в сравнении с известными механическими или химическими способами [2].

Настоящая работа посвящена изложению физических основ возможных направлений практического использования методов магнитно-импульсного силового воздействия на тонкостенные металлические объекты, геометрическая толщина которых существенно меньше эффективной глубины проникновения поля в соответствующую проводящую среду.

Данные направления развития магнитно-импульсной обработки тонкостенных металлов инициированы работами, проводимыми в НТУ "ХПИ".

Предлагаемые направления и методы объединяются общностью названия выполняемой операции (плоская штамповка) и общностью физической идеи реализации - создание в индукторной системе заданного пространственно-временного распределения напряжённости магнитного поля. Их различие устанавливается направленностью возбуждаемых пондермоторных сил по отношению к объекту обработки.

Первое возможное направление предлагаемого использования энергии импульсных магнитных полей

- это создание давления на плоский металлический лист, направленного от индуктора к объекту обработки и позволяющего производить штамповку или вырубку заданного рисунка без каких-либо с ним механических контактов [3]. В традиционной магнитно-импульсной обработке металлов эта задача решалась с помощью введения в индукторную систему "спутников" из хороших массивных проводников и промежуточных эластичных сред, передающих механическое усилие на объект обработки.

Физический механизм предлагаемого полевого воздействия состоит в создании определенных граничных условий для компонент вектора поля на поверхностях металлического листа, позволяющих достичь такой же эффективности силового воздействия, как и в случае идеальной проводимости обрабатываемого объекта. Сущность физического механизма иллюстрируется рис.1 и заключается в использовании явления, по которому поле плоской электромагнитной волны практически не проникает в свободное полупространство сквозь тонкие проводящие экраны.

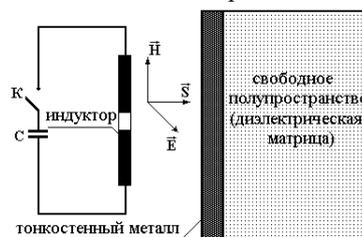


Рис.1

На практике этот механизм реализуется с помощью индукторных систем, где штамповка листовой заготовки производится на диэлектрическую матрицу.

Данная физическая идея и её практическое воплощение были положены в основу новой прогрессивной технологии магнитно-импульсного изготовле-

ния печатных плат схем электротехнических приборов. Операция по штамповке рисунка платы для зарядно-выпрямительного устройства микрокалькулятора серии "Электроника" была апробирована экспериментально и дала положительные результаты [3].

Второе возможное направление предлагаемого использования энергии импульсных магнитных полей для обработки тонкостенных металлов состоит в создании сил притяжения, направленных к индуктору. Практическим приложением этого направления может быть операция по удалению вмятин в металлических обшивках автомобилей и самолётов без каких-либо механических контактов с ними и повреждения их возможного внешнего лакокрасочного покрытия. Следует отметить более глубокий смысл направления по осуществлению магнитно-импульсного притяжения металлов. Он состоит в значительном расширении возможностей полевых методов воздействия на обрабатываемые объекты. Притяжение заданных участков в комбинации с возбуждением сил давления может дать новые решения по созданию гибких прогрессивных технологий будущего.

Известны технические решения по практическому осуществлению операции рихтовки самолётных корпусов, предложенные, в основном, инженерами концерна "Боинг" и фирмы "Электроимпакт" (обе - США). Их сущность состоит в суперпозиции низкочастотного и высокочастотного магнитных полей разного направления на заданном участке корпуса.

По замыслу, низкочастотное поле проникает сквозь проводник, а высокочастотное концентрируется на его поверхности со стороны индуктора. Так как поля направлены противоположно, при соответствующем подборе их амплитуд, над объектом обработки напряжённость обращается в нуль. В конечном итоге, заданный участок объекта будет испытывать силы магнитного давления со стороны проникшего поля и будет притягиваться к индуктору.

Практическая реализация решения с суперпозицией низкочастотного и высокочастотного полей требует наличия двух источников мощности, достаточно сложных схем управления, систем высоковольтной электроники и т.д. Все эти факторы обуславливают высокую стоимость устройств по магнитно-импульсному притяжению листовых металлов и их низкую надёжность.

Проблема притяжения листовых металлов за счет силового воздействия со стороны электромагнитных полей может быть решена значительно проще.

Первое предложение состоит в использовании закона Ампера, в соответствии с которым параллельные проводники с одинаково направленными токи взаимно притягиваются. Наиболее простым техническим решением может быть решение, предполагающее электрический контакт с листовым металлом в заданной зоне притяжения. В этом случае токопровод индуктора и участок объекта обработки будут представлять собой параллельные проводники, по которым текут одинаково направленные токи. Их взаимодействие приведёт к появлению мощных электродинамических усилий. Если токопровод индуктора

прочно зафиксирован, то деформации будет подвержен участок листового металла, который должен притягиваться к индуктору.

Графическая иллюстрация предлагаемого решения представлена на рис.2.



Рис.2

Схема с электрическими контактами в заданной зоне притяжения листового металла была апробирована экспериментально. В качестве объекта были взяты стальные пластины толщиной 0,5...0,8мм. Было зафиксировано частичное выравнивание вмятин диаметром 25...30мм. Их глубина уменьшалась в диапазоне от 1,5мм до 0,5...0,6мм. Данная схема индукторной системы для выравнивания вмятин в листовых металлах наряду с достоинствами (это простота конструкции инструмента, наличие одного источника мощности и др.) обладает и недостатком, связанным с наличием электрических контактов в зоне притяжения. Это существенно снижает значимость данного предложения в практическом использовании.

Более практичными представляются решения, не требующие никаких электрических или механических контактов в заданной зоне притяжения поверхности листового металла.

Первое из них предполагает взаимное притяжение проводников с индуцированными токами одинакового направления. Тот же принцип, что и в схеме с электрическими контактами в заданной зоне притяжения листового металла (закон Ампера), но с существенным отличием. Вместо прямого пропускания тока через металл обрабатываемого объекта в нём индуцируются токи Фуко.

Реализация предложения о притяжении проводников с индуцированными токами иллюстрируется схемой на рис.3.

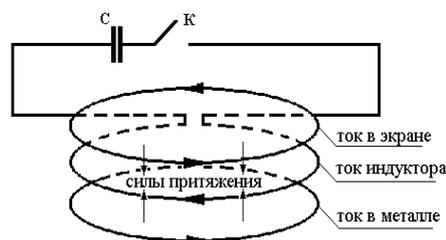


Рис.3

При протекании импульса тока в разрядном контуре с индуктором в экране и обрабатываемом листовом металле индуцируются одинаково направленные токи. Проводники с этими токами должны испытывать взаимное притяжение. Если экран жёстко закреплён, то деформироваться в направлении индуктора будет участок обрабатываемого листового металла. Данная схема с притяжением проводников, по кото-

рым протекают одинаково направленные индуцированные токи, была апробирована экспериментально.

Индукторная система подключалась к выходу магнитно-импульсной установки МИУ-40. Обработывались модельные производственные операции по вытягиванию участков и удалению вмятин в листовых металлах различной толщины. После 10-кратного повторения силового воздействия (10 импульсов тока) в стальных листах толщиной  $d=0,8\text{мм}$  и  $d=0,5\text{мм}$  были получены вытяжки, форма которых приближена к сферическому сегменту с диаметром основания 60мм и высотой -  $h=2,5\text{мм}$ . Со стороны токоподводов в области выреза витка индуктора сферический сегмент дополнен вытяжкой прямоугольной формы.

При 10-кратном воздействии импульсного магнитного поля на поверхности исходных стальных образцов разной толщины появлялась вытяжка, конфигурация которой соответствует внутреннему окну витка и форме выреза в области токоподводов. Глубина вытяжки составляла  $\sim 2,5\text{мм}$ . Экспериментальные образцы из различных сталей представлены на рис.4 (образец №1 - электротехническая сталь толщиной  $\sim 0,8\text{мм}$ , образец №2 - сталь 3 толщиной  $\sim 0,5\text{мм}$ ).

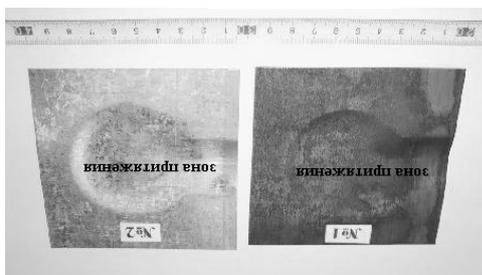


Рис.4

Следующим был эксперимент по удалению полученных вытяжек в листовых заготовках. Каждый из образцов помещался на рабочей поверхности индуктора (между ними - изолирующая прокладка!) так, чтобы имеющаяся вмятина полностью закрывала внутреннее окно витка и вырез в его основании.

В том же режиме, в котором производилось вытягивание металла, осуществлялась операция по удалению вмятины. После 10-кратного силового воздействия соответствующий участок листового металла практически выравнивался (оставшиеся неровности в области бывшей вмятины, как показали измерения, не превышали  $\sim 0,1 \dots 0,2\text{мм}$ ).

В целом, апробированная индукторная система продемонстрировала работоспособность заложенного принципа действия, основанного на взаимном притяжении проводников с индуцированными параллельными токами, протекающими в одном направлении.

В основе второго технического решения по бесконтактному притяжению заданных участков тонкостенных проводников лежит явление притяжения проводников, впервые обнаруженное в экспериментах по силовому воздействию импульсных магнитных полей одновитковых индукторных систем на тонкостенные металлы. Как показали измерения, обнаруженный эффект связан с возбуждением мощной нормальной компоненты напряжённости магнитного поля в металле обрабатываемого объекта. Графическая

иллюстрация эффекта притяжения тонкостенной листовой заготовки  $\vec{F}_z$  представлена на рис.5.

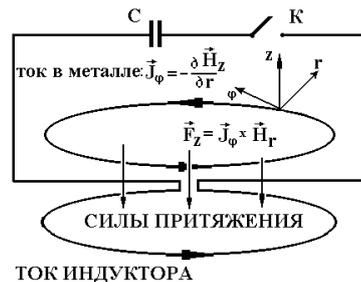


Рис.5

Вероятную гипотезу, объясняющую обнаруженный эффект, можно обосновать следующими рассуждениями. В традиционной магнитно-импульсной штамповке давление на обрабатываемый плоский проводник определяется разностью квадратов касательных компонент напряжённости магнитного поля на его граничных поверхностях.

В цилиндрической системе координат, соответственно рис.5, это давление на проводящий лист толщиной  $d$  устанавливается зависимостью:

$$P_z(t, r) = \frac{\mu_0}{2} (H_r^2(t, r, 0) - H_r^2(t, r, d)), \quad (1)$$

где  $H_r(t, r, 0)$  и  $H_r(t, r, d)$  - тангенциальная составляющая напряжённости на внутренней поверхности (со стороны индуктора-источника поля) и внешней поверхности листа, соответственно;  $\mu_0$  - магнитная проницаемость вакуума.

Эта формула справедлива во всех случаях, где отсутствует нормальная составляющая вектора магнитной напряжённости. Если же таковая присутствует, необходим иной подход к оценке возбуждаемых усилий.

Пусть в индукторной системе возбуждаются азимутальные компоненты плотности вихревого тока и напряжённости электрического поля ( $j_\phi$  и  $E_\phi$ ), радиальная и нормальная составляющие вектора напряжённости магнитного поля ( $H_r$  и  $H_z$ ). Уравнение Максвелла, описывающее электромагнитные процессы в металле листовой заготовки, имеет вид:

$$\frac{\partial H_r(t, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(t, r, z)}{\partial r} = j_\phi(t, r, z), \quad (2)$$

где  $j_\phi(t, r, z) = \gamma E_\phi(t, r, z)$  - плотность возбуждаемого тока;  $\epsilon_0$  и  $\gamma$  - диэлектрическая проницаемость вакуума и удельная электропроводность металла заготовки.

Как видно из уравнения (2), плотность индуцированного тока содержит разность частных производных, то есть две составляющие с разными знаками. Первая из них обусловлена вариацией тангенциальной компоненты напряжённости магнитного поля по вертикальной пространственной координате, вторая - изменением нормальной компоненты напряжённости по радиусу. Этим составляющим можно дать физическую трактовку: каждая из них представляет собой плотность тока, обусловленного возбуждением соответствующей компоненты вектора магнитного поля.

Привязываясь к поверхности проводника, это тангенциальная и нормальная компоненты напряжённости. Выделенные составляющие суммарного вихревого тока направлены противоположно друг другу. В зависимости от величины каждой из них суммарный ток, индуцированный в металле заготовки, может иметь то или иное направление. Изменение направления индуцированного тока означает изменение знака векторного произведения в выражении для силы Лоренца и, в конечном итоге, изменение направления возбуждаемых пондермоторных сил.

Таким образом, воздействие импульсного магнитного поля на проводник может приводить как к известному отталкиванию, так и притяжению последнего. В терминах магнитно-импульсной обработки металлов, на обрабатываемую заготовку действует магнитное давление (1), отталкивающее, и противодействие, притягивающее её к индуктору.

Очевидно, что при обработке достаточно хороших проводников, это противодействие будет ничтожно малым, так как нормальная компонента напряжённости магнитного поля в этом случае практически не возбуждается. Но в тонкостенных металлах при интенсивной диффузии данная компонента вектора поля становится весьма значимой. Величина первой составляющей плотности индуцируемого тока падает, а второй возрастает. При определённых условиях их разность в уравнении Максвелла изменяет свой знак, и действие сил притяжения становится преобладающим. Металл листовой заготовки будет притягиваться к источнику импульсного магнитного поля.

Проведенные рассуждения проиллюстрируем вычислениями. Нормальная компонента вектора распределённой пондермоторной силы  $-P_z(t, p, r)$ , действующей на проводник толщиной  $d$ , с учётом знака векторного произведения в принятой системе координат будет равна:

$$P_z(t, r) = -\mu_0 \int_0^d [j_\varphi \times H_r] dz = -\mu_0 \gamma \int_0^d [E_\varphi(t, r, z) \times H_r(t, r, z)] dz. \quad (3)$$

Для того, чтобы выделить слагаемое, соответствующее магнитному давлению - (1), подставим в (3) выражение (2) для  $j_\varphi(t, r, z)$ .

После необходимых тождественных преобразований найдём, что

$$P_z(t, z) = \frac{\mu_0}{2} (H_r^2(t, r, 0) - H_r^2(t, r, d)) + \mu_0 \int_0^d \frac{\partial H_z(t, r, z)}{\partial r} H_r(t, r, z) dz. \quad (4)$$

Сравнение (4) и (1) показывает, что дополнительная сила нормального силового воздействия определяется вторым слагаемым в формуле (4).

Его величину можно найти с помощью выражений (3) и (4). Приравняв их, получаем, что

$$\mu_0 \int_0^d \frac{\partial H_z(t, r, z)}{\partial r} H_r(t, r, z) dz = -\mu_0 \gamma \int_0^d [E_\varphi(t, r, z) \times H(t, r, z)] dz - \frac{\mu_0}{2} (H_r^2(t, r, 0) - H_r^2(t, r, d)). \quad (5)$$

Даже без конкретных количественных оценок, а из физических соображений очевидно, что в расчётах электродинамических усилий при интенсивной диффузии сквозь металл листовой заготовки и особенно ближе к центру, где касательная компонента напряжённости магнитного поля минимальна, а нормальная - максимальна, поправка (5) должна достигать достаточно большой величины.

Возвращаясь к физическому механизму экспериментально обнаруженного эффекта притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями, следует указать, что при достаточно низких частотах радиальная компонента напряжённости магнитного поля вследствие интенсивного проникновения не зависит от продольной пространственной координаты, и её производная по  $z$  будет равна нулю. Плотность тока, индуцированного в заготовке (2), будет определяться исключительно производной нормальной компоненты напряжённости магнитного поля по радиусу, то есть  $j_\varphi \approx -\frac{\partial H_z}{\partial r}$ . Согласно вы-

ражениям (4) и (5), компонента пондермоторной силы, отталкивающая заготовку, будет отсутствовать. Со стороны магнитного поля заготовка будет испытывать лишь действие сил притяжения к индуктору.

Экспериментальная модель индукторной системы была апробирована в реальных условиях силового воздействия на образцы из листовых сталей. Одновитковый индуктор подключался к выходу МИУ-10. После 10-кратного повторения силового воздействия (10 разрядов накопителя) в стальных листах были получены вытяжки, полусферической формы с диаметром основания  $\sim 30$ мм и высотой  $-h \approx 1,5$ мм.

Следующим экспериментом был эксперимент по удалению полученных вытяжек (теперь это уже вмятины!) на поверхности листовых заготовок. Каждый из образцов помещался на плоской поверхности индуктора (между ними - изолирующая прокладка!) так, чтобы имеющаяся вмятина полностью закрывала внутреннее окно витка. В том же режиме осуществлялась операция по её удалению. После 5-кратного силового воздействия вмятина практически удалялась. Дальнейшее воздействие приводило к появлению вмятины с кривизной противоположной к исходной.

Особо следует указать на устойчивость и стабильность повторения результатов при выполнении обрабатываемой операции. Этот факт свидетельствует о надёжности предлагаемого метода для практики.

В заключение необходимо заметить, что обнаруженный эффект притяжения плоского проводника, вероятно, есть проявление фундаментального закона природы, который в зависимости от условий его реализации становится заметным в большей или меньшей степени. При соответствующих условиях этот эффект может иметь место и при магнитно-импульсном воздействии на тонкостенные металличе-

ские объекты цилиндрической геометрии, что можно проиллюстрировать схемой, представленной на рис.6.

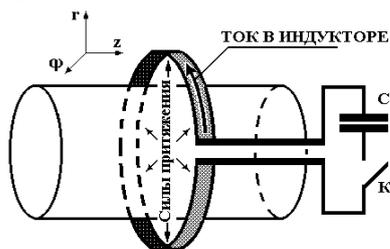


Рис.6

В традиционной магнитно-импульсной обработке металлов операция, выполняемая с помощью таких индукторных систем, получила название "обжим". На хорошо проводящую цилиндрическую заготовку, расположенную внутри индуктора, будут действовать силы, направленные к оси системы. Их давление создаёт эффект отталкивания заготовки от индуктора.

При обработке достаточно тонкостенных металлов ситуация может измениться. Возможность такого перехода от отталкивания к притяжению рассмотрим аналогично сделанному ранее в плоском варианте.

В индукторной системе, представленной на рис.6, возбуждается электромагнитное поле с  $E_\varphi, H_r$  и  $H_z$ . Азимутальная компонента плотности вихревого тока, индуцированного в заготовке, определяется выражением (2). Радиальная компонента вектора ponderomotive силы  $-P_r(t, z)$ , действующей на заготовку, с учётом знака векторного произведения в принятой системе координат равна:

$$P_r(t, r) = -\mu_0 \int_{R_1}^{R_2} [j_\varphi \times H_z] dr = -\mu_0 \gamma \int_{R_1}^{R_2} [E_\varphi(t, r, z) \times H_z(t, r, z)] dr, \quad (6)$$

где  $R_{1,2}$  - внутренний и внешний радиусы цилиндрической заготовки.

Как и ранее, чтобы выделить слагаемое, соответствующее магнитному давлению, (2) подставим в (6). После тождественных преобразований найдём:

$$P_r(t, z) = \frac{\mu_0}{2} (H_z^2(t, R_2, z) - H_z^2(t, R_1, z)) - \mu_0 \int_{R_1}^{R_2} \frac{\partial H_r(t, r, z)}{\partial r} H_z(t, r, z) dr. \quad (7)$$

Так же как и в (4), силовое воздействие на стенки цилиндрической тонкостенной заготовки представлено алгебраической суммой давления и противодействия или сил отталкивания и сил притяжения.

При достаточно высокой интенсивности проникновения, продольная компонента напряжённости магнитного поля  $-H_z$  (касательная к поверхности заготовки!) будет распределена равномерно по толщине заготовки и её производная по  $r$  будет равна нулю. Это означает, что плотность индуцированного тока (2) будет определяться исключительно производной от радиальной компоненты напряжённости магнитного поля (нормальной к поверхности заготовки) по

продольной координате, то есть  $j_\varphi \approx \frac{\partial H_r}{\partial z}$ . Заготовка

должна притягиваться к индуктору. В отличие от плоского случая, только условия тонкостенности обрабатываемого металла для интенсивного проявления эффекта притяжения здесь явно не достаточно.

Для равенства касательных компонент напряжённости магнитного поля на внутренней и внешней стенках цилиндрической заготовки необходимы не только низкие рабочие частоты. Как следует из физических соображений, поперечные размеры внутренней области индукторной системы также должны обеспечивать равномерное распределение  $H_z$  по толщине заготовки. Кроме того, продольный размер индуктора должен обеспечивать в рабочей зоне возбуждение радиальной составляющей напряжённости магнитного поля с достаточно высокой амплитудой.

Аналогичное рассмотрение можно провести и для индукторных систем с внешним расположением цилиндрических заготовок. В традиционной магнитно-импульсной обработке металлов эта операция получила название "раздача". Как и в последнем случае внутреннего расположения заготовки, здесь при соответствующих условиях возможна трансформация магнитно-импульсного отталкивания в притяжение.

И последнее замечание. Предложенная физическая гипотеза о природе обнаруженного эффекта является, безусловно, только одной из возможных. Весьма вероятны и другие объяснения. Для окончательного вывода необходимы дальнейшие более строгие теоретические и целенаправленные экспериментальные проработки, хотя в пользу предложенной гипотезы говорит и закон Ампера. Как известно, противоположно направленные токи отталкиваются (высокие частоты действующих полей в режиме резкого скин-эффекта), а одинаково направленные токи притягиваются (низкие частоты при интенсивной диффузии действующих полей). Это значит, что обнаруженный эффект притяжения связан с изменением направления тока, индуцированного в металле заготовки.

В рамках предложенной гипотезы существенным отличием плоского варианта от цилиндрических конструкций, с точки зрения максимально интенсивного проявления эффекта притяжения, является отсутствие ограничений на геометрию индукторных систем. В обнаруженном притяжении плоской листовой заготовки импульсным магнитным полем основным условием его практической реализации является только условие тонкостенности обрабатываемого металла.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 1. - Харьков: НТУ"ХПИ". -2001. -272с.
- [2] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И. Магнитно-импульсная обработка тонкостенных металлов. Том 2. - Харьков: МОСТ-Торнадо. -2002. -288с.
- [3] Батыгин Ю.В., Лавинский В.И. Электромагнитные процессы в индукторных системах для штамповки магнитных плат // Электричество. -2001. -№12. -С.44-48.

Поступила 08.12.2003

## ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ ОТПУСКА ТЕПЛА В ГОРОДЕ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ DATA MINING

Вороновский Г.К., д.т.н., Золотухин Л.А.

ГП "Харьковская ТЭЦ-5"

Украина, 62371, Харьковская обл., Дергачевский р-н, пос. Подворки,  
тел. (0572)20-50-50, факс (0572)12-48-98

*У статті розглядаються задачі прогнозування відпуски тепла в місті на основі методів технології добутку даних (Data mining). Для цього проведений аналіз процесу теплоснабчання в місті і приведений критичний аналіз наявних методів прогнозування. Як результат, розроблене програмне забезпечення у вигляді надбудови в системі програмування Microsoft Excel. На основі програмного забезпечення були проведені чисельні розрахунки щодо короткострокового і середньострокового прогнозування кількості тепла.*

*В статті розглядаються задачі прогнозування відпуски тепла в місті на основі методів технології збору даних (Data mining). Для цього проведено аналіз процесу теплоснабчання в місті і приведено критичний аналіз наявних методів прогнозування. Як результат, розроблено програмне забезпечення в вигляді надбудови в системі програмування Microsoft Excel. На основі програмного забезпечення були проведені чисельні розрахунки щодо короткострокового і середньострокового прогнозування кількості тепла.*

### АКТУАЛЬНОСТЬ РАБОТЫ

Существующие системы централизованного теплоснабжения реализуют традиционный способ управления отпуском тепла с использованием температурного отопительного графика. В этом случае количество тепла, отпускаемого на город, устанавливается диспетчерскими службами в зависимости от температуры наружного воздуха. Такой подход не всегда учитывает реальные потребности города и поэтому зачастую приводит к перерасходу топливно-энергетических ресурсов. Вместе с тем, переход к более сложным методам управления, учитывающим дополнительные характеристики процессов теплоснабжения, наталкиваются на существенные трудности, обусловленные сложностью построения математических моделей объектов управления, которыми в данном случае являются системы централизованного теплоснабжения.

Повышение эффективности и качества управления процессами теплоснабжения обеспечивает возможность не только существенной экономии топливно-энергетических ресурсов, но и устранения негативных социальных последствий, имевших место при снижении уровня отпуска тепла ниже допустимого. Сложность теплофизических процессов, протекающих в источниках тепла (теплофикационных энергоблоках ТЭЦ), трубопроводных системах транспортировки и распределения теплоносителя (сетевой воды) и обогревательной аппаратуры в жилых помещениях, а также невозможность непосредственного определения их параметров, зависящих от множества неконтролируемых внешних факторов, делает практически невозможной решение актуальной задачи управления отпуском тепла традиционными методами.

### ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В работе для формулирования постановки задачи управления отпуском тепла в реальном масштабе времени применяется подход на основе построения прогнозирующей модели. Такая модель представляет собой комплекс зависимостей между основными переменными состояниями процесса управления и контролируемыми управляющими и внешними воздействиями в аналитической или алгоритмической форме.

Методика построения прогнозирующей модели процессов управления отпуском тепла включает в себя следующие этапы:

- Выбор основных переменных, характеризующих процесс теплоснабжения и установление связей ме-

жду ними. Предварительный анализ позволил выделить следующие основные переменные для построения модели:  $Q_{город}$  - количество тепла, предоставляемого городу;  $Q_{подп}$  - количество тепла подпитки;  $Q_{общ}$  - общее количество тепла, отпускаемого городу (сумма тепла для города  $Q_{город}$  и тепла подпитки  $Q_{подп}$ );  $G_{сет}$  - объем сетевой воды;  $T_{сет.пр.}$  - температура сетевой воды, отпускаемой городу;  $T_{сет.обр.}$  - температура сетевой воды, возвращаемой на ТЭЦ;  $G_{подп}$  - объем воды для подпитки;  $T_{подп}$  - температура воды для подпитки;  $T_{исх}$  - первоначальная температура воды для теплоснабжения;  $P_{сет}$  - давление сетевой воды;  $T_{возд}$  - температура наружного воздуха.

Значения параметров формируются исходя из точной потребности города в тепле. Выделенные параметры процесса теплоснабжения связаны между собой следующими математическими соотношениями:

$$Q_{общ} = Q_{город} + Q_{подп}, \quad (1)$$

$$Q_{город} = G_{сет}(T_{сет.пр.} - T_{сет.обр.}) \cdot 10^{-3} \text{ Гкал}, \quad (2)$$

$$Q_{подп} = G_{подп}(T_{подп} - T_{исх}) \cdot 10^{-3} \text{ Гкал}. \quad (3)$$

Анализ соотношений (1)-(3) показывает, что на значения параметра  $Q_{общ}$  явным образом влияют: температура воды для подпитки, температура исходной воды, температура сетевой воды (прямая и обратная). Кроме того, на искомое значение  $Q_{общ}$  неявно влияет температура наружного воздуха  $T_{возд}$  и давление сетевой воды  $P_{сет}$ . В качестве основного прогнозируемого параметра в работе выбрано общее количество тепла, отпускаемое городу.

- Сбор данных и их предварительный статистический анализ. На этом этапе были сформированы временные ряды для построения (идентификации), оценки адекватности и точности (верификации) прогнозирующей модели. Поведение процесса теплоснабжения в дискретные моменты времени  $t$  через каждые 24 часа характеризуется вектором состояния:

$$\vec{Y}(t) = \{\vec{Y}_{T_{подп}}(t), \vec{Y}_{T_{исх}}(t), \vec{Y}_{T_{сет.пр.}}(t), \vec{Y}_{T_{сет.обр.}}(t), \vec{Y}_{T_{возд}}(t),$$

$$\vec{Y}_{G_{общ}}(t), \vec{Y}_{G_{подп}}(t), \vec{Y}_{P_{сет}}(t)\}$$

Компонентами вектора выступают подвектора,

описывающие значения искомым температур для расчета параметра  $Q_{общ}$ . Начиная с момента времени  $t = t_0$ , за применением вектора  $\vec{Y}(t)$  ведутся наблюдения, результаты которых фиксируются в дискретные моменты времени (раз в сутки):  $t_i = t_0 + i * D_t$ ,  $i = \overline{1, m}$ , где  $D_t = 24 \text{ часа}$ .

В результате наблюдений значения вектора  $\vec{y}(t)$  образуют векторный временной ряд на интервале наблюдений  $[t_0, t_m]$ . Далее осуществляется оценка точности измерений, выбор моделей погрешностей измерений и оценка их статистических характеристик, выявление корреляционных связей между переменными и их оценка.

- *Выбор структуры прогнозирующей модели.* Этот этап исследования реализуется на основе неформальных методов, учитывающих доступную априорную информацию о характере связи между переменными состояния модели, управляющими воздействиями и основным прогнозируемым параметром.

На основе вышеизложенного задача прогнозирования отпуска тепла в городе (то есть значения параметра  $Q_{общ}$ ) формулируется следующим образом: построить математическую модель временного ряда, который характеризует состояние процесса отпуска тепла в городе, такую, что ее экстраполяция за правый предел интервала наблюдения  $[t_0, t_m]$  позволяла бы с заданной вероятностью предсказывать будущие значения компонентов вектора  $\vec{Y}(t_m + T)$ , где  $T$  – заданный интервал для случая краткосрочного или среднесрочного прогнозирования.

Значение  $T$  выбирается по следующей формуле:  $T = \frac{4T_{ост} + 2T_3}{6}$ , где  $T_{ост}$  – период прогнозирования, отмеченный экспертом-пессимистом,  $T_3$  – менее завышенный период прогнозирования (эксперт-оптимист) [1].

Сложность рассматриваемых процессов предполагает применение нетрадиционных методов выбора структуры прогнозирующей модели с применением современных информационных технологий анализа данных, в частности, Data Mining [2].

- *Идентификация параметров модели* осуществляется с помощью алгоритмов идентификации, представляющих собой рекуррентные вычислительные процедуры, позволяющие получить оценки параметров модели путем обработки обучающей выборки. Выбор алгоритма идентификации определяется выбранной структурой модели и методом ее построения.

*Проверка адекватности и верификация модели.* Осуществляется в ходе специально организованных вычислительных экспериментов путем сопоставления контрольной выборки с результатами прогнозирования соответствующих переменных, полученными с помощью синтезированной модели. В ходе имитационных экспериментов проверяется также эффективность методов управления с применением прогнозирующей модели.

#### АНАЛИЗ ПОДХОДОВ К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ

В настоящее время одним из основных средств обработки данных в масштабах предприятия выступает технология Data Mining («интеллектуальный анализ данных» или «добыча данных»). Современное понимание методики применения технологии Data

Mining базируется на ее представлении в виде цикла, в котором принимает участие ЛПР, инструментарий Data Mining, хранилище данных, уровень оперативных информационных систем и средства для представления результирующей информации в витринах данных. В свою очередь инструментальные средства Data Mining подразделяются на два класса: статистические методы и нестатистические методы [3-5].

ЛПР требуется получить прогноз на основе данных из хранилища, где они появляются в заданные моменты времени. Другими словами, ЛПР стремится понять и проанализировать какую-либо закономерность на основе значений полей в записях хранилища данных. Понятно, что записи в нем содержат поля различного типа – числовые, текстовые и булевы. Следовательно, Data Mining базируется на методах, способных формировать закономерности любой сложности и, прежде всего, выполнять экстраполяцию временного ряда как базы для решения задач прогнозирования.

Таким образом, оба класса методов технологии Data Mining могут применяться при решении задач прогнозирования, но статистические методы более ориентируются на экстраполяцию временных рядов, а нестатистические методы на предсказание того, к какому типу (классу, категории, виду) принадлежит новое значение временного ряда (новая запись из хранилища данных). Поэтому в реальных приложениях рекомендуется использовать комбинацию статистического и нестатистического методов.

К нестатистическим методам относятся: выделение потребительской корзины (Market basket analysis); рассуждение на основе памяти (Memory-based reasoning); автоматическое выделение кластеров (Automatic cluster detection); анализ связей (Link analysis); деревья принятия решений (Decision trees); нейронные сети (Neural networks); генетические алгоритмы (Genetic algorithms).

Среди перечисленных выше подходов наиболее значимым с точки зрения решения задачи экстраполяции являются нейронные сети [6-7]. Нейронная сеть представляет собой систему связанных воедино моделей отдельных нейронов. Каждый нейрон характеризуется функцией активации с параметрами и весовыми коэффициентами. Нейронная сеть способна предсказывать будущее значение, например, из временного ряда. Однако для этого необходимо провести процесс ее обучения. Обучение состоит в настройке значений весовых коэффициентов у каждого из нейронов сети.

Достоинством нейронной сети является тот факт, что она при соответствующей обучающей последовательности и методе обучения способна генерировать предсказание с точностью заведомо лучшей, чем традиционные статистические методы. Вместе с тем, чтобы достичь такого результата, очень сложно подобрать обучающую выборку, которая способна охватить полный спектр возможных значений временного ряда. Другой недостаток нейронной сети заключается в ее «непрозрачности», то есть она представляет собой модель черного ящика, что затрудняет анализ полученных результатов. Следовательно, применение нейронной сети в задачах прогнозирования оправдано вместе с элементами математической статистики.

Технология Data Mining также включает в себя и статистические методы прогнозирования. Недостатком этих методов является сложность их прямого применения к данным из хранилища, когда имеются записи с нечисловыми полями. В этом случае можно выделить временные ряды только для числовых запи-

сей, применив методики экстраполяции на основе статистики или нейронных сетей, а затем дополнить такое предсказание нестатистическим методом, который укажет класс новой записи, полученной как прогноз по числовым значениям.

В работе процедуры экстраполяции временных рядов проанализированы по сложности и точности. Они подразделяются на прямые и адаптивные, а также с использованием ARIMA-модели [1,8].

На первом этапе экстраполяции производится аналитическое выравнивание - выбор функции, наиболее соответствующей данным, например, полином первой, второй или третьей степени, экспонента, степенная функция или логарифм. Затем вычисляются коэффициенты с использованием метода наименьших квадратов (МНК) [1,8].

На втором этапе оценивается качество выравнивания на основе значения относительной ошибки аппроксимации или среднеквадратичной ошибки:

$$\varepsilon = \sum_{k=1}^N \left| \frac{Y_k - \hat{Y}_k}{Y_k} \right| 100\%, \quad S = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (Y_k - \hat{Y}_k)^2},$$

где  $\hat{Y}_k$  – прогнозные значения.

Прямая процедура экстраполяции означает непосредственное применение формулы регрессии. МНК позволяет найти оценки параметров функции, а потом осуществляется подстановка конкретных значений  $p=1,2,\dots$  для прогнозирования  $Y(t)$  на  $p$  значений вперед.

Например, для линейной функции -  $\hat{Y}(N+p) = \hat{a} + \hat{b}p$ , а для полинома второй степени -  $\hat{Y}(N+p) = \hat{a} + \hat{b}p + \hat{c}p^2$ , где  $\hat{Y}(N+p)$  – оценка  $\hat{Y}(t)$  на  $p$  шагов вперед,  $\hat{a}, \hat{b}, \hat{c}$  – оценки коэффициентов по методу наименьших квадратов [8].

Адаптивный метод экстраполяции позволяет определить прогнозируемые значения и доверительный интервал для них с использованием экспоненциального сглаживания. Сущностью экспоненциального сглаживания состоит в рекуррентном вычислении коэффициентов для разложения  $Y(t)$  в ряд Тейлора  $p$ -го порядка:

$$\hat{Y}_{t+1} = Y_t^{(0)} + IY_t^{(1)} + \frac{I^2}{2} Y_t^{(2)} + \dots + \frac{I^p}{p!} Y_t^{(p)},$$

где  $Y_t^{(k)}$  -  $k$ -ая производная, взятая в момент времени  $t$ . На практике  $p=0,1,2$ . Доказано, что  $p$ -ая производная может быть вычислена из линейной комбинации значений экспоненциальных средних до  $(p+1)$ -го порядка.

Многие процедуры оценки параметров и прогнозирования предполагают, что математическая модель процесса известна. В реальных данных часто нет отчетливо выраженных регулярных составляющих. Отдельные наблюдения содержат значительную ошибку, тогда как необходимо не только выделить регулярные компоненты, но также построить прогноз. Методология ARIMA(АРПСС), разработанная Боксом и Дженкинсом (1976), позволяет это сделать [9].

Большинство временных рядов содержат элементы, которые последовательно зависят друг от друга. Такую зависимость можно выразить уравнением авторегрессии:

$$x_t = \xi + \phi_1 * x_{(t-1)} + \phi_2 * x_{(t-2)} + \phi_1 * x_{(t-1)} + \dots + \varepsilon,$$

где  $\xi$  - константа (свободный член),  $\phi_1, \phi_2, \phi_1$  - параметры авторегрессии. Каждое наблюдение есть сумма случайной компоненты (случайное воздействие)

и линейной комбинации предыдущих наблюдений.

В отличие от процесса авторегрессии, в процессе скользящего среднего каждый элемент ряда подвержен суммарному воздействию предыдущих ошибок. В общем виде это можно записать следующим образом:

$$x_t = \mu + \varepsilon_t - \theta_1 * \varepsilon_{(t-1)} - \theta_2 * \varepsilon_{(t-2)} - \theta_1 * \varepsilon_{(t-1)} - \dots,$$

где  $\mu$  - константа,  $\theta_1, \theta_2, \theta_1$  - параметры скользящего среднего. Другими словами, текущее наблюдение ряда представляет собой сумму случайной компоненты (случайное воздействие,  $\varepsilon$ ) в данный момент и линейной комбинации случайных воздействий в предыдущие моменты времени.

## ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ

На основе проведенного анализа методов технологии Data Mining для решения поставленной задачи прогнозирования предложено применить комплекс процедур прямой и адаптивной экстраполяции, реализованных стандартными средствами программы MS Excel, а также ARIMA-модели из пакета Statistica. Таким образом, для внедрения технологии Data Mining при прогнозировании отпуска тепла применена комбинация методов, начиная от более простых (линейная функция) и заканчивая более сложными, например, ARIMA.

На рисунке 1 показана диаграмма вариантов использования программного обеспечения для решения задачи прогнозирования подчиняется парадигме «Модель-Вид-Контроллер», разработанной Краснером и Попупом. Поэтому с учетом требований технологии Data Mining программное обеспечение включает в себя следующие составляющие: 1) «Контроллер» (функция – «управление прогнозированием»). Данная функция позволяет пользователю (ЛПР) координировать работу алгоритмов, то есть формировать последовательность вызовов алгоритмов с последующим отображением результатов прогнозирования; 2) «Модель» (функция – «вести числовой ряд»). В этом случае ЛПР задает конкретный вариант числового ряда, то есть исходные данные для определения функции прогнозирования, а также выбирает тип алгоритма прямой или адаптивный; 3) «Вид» (функция «прогноз следующего значения»). Результат прогнозирования целесообразно представить в виде графика, чтобы продемонстрировать сам прогноз, а также ошибку прогнозирования следующего члена ряда.

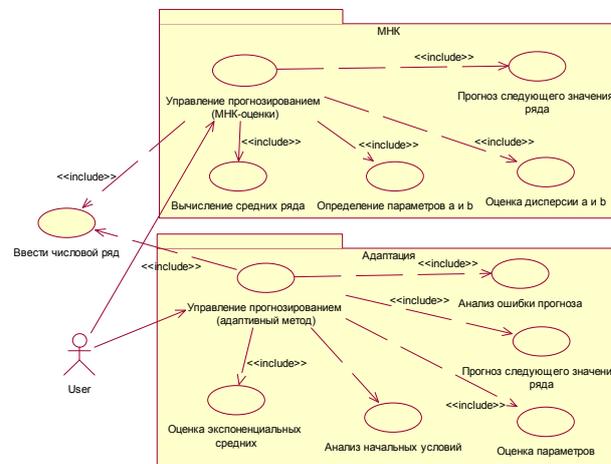


Рис. 1. Диаграмма вариантов использования программного обеспечения

Алгоритмы прямого и адаптивного методов согласно предложенному UML-описанию [9] реализованы на языке программирования Visual Basic for Application в виде надстройки в среде программирования Microsoft Excel (файл с расширением ForecastingAlgorithms.xla) – рис.2.

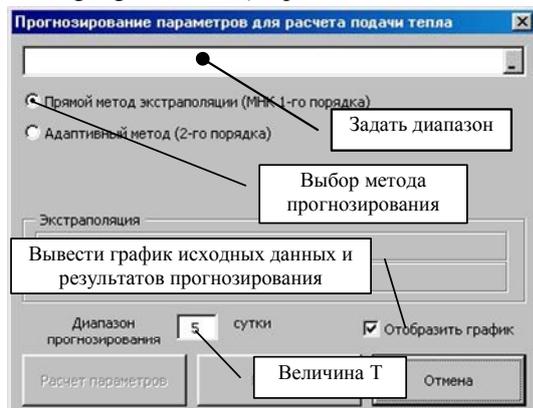


Рис. 2. Основная форма надстройки ForecastingAlgorithms в MS Excel

Для построения прогноза в среде STATISTICA используется та же таблица временных рядов, которая использовалась при построении прогноза в среде Excel (рис.3-5).

Надстройка в Microsoft Excel применена для прогнозирования последующих 10 позиций временного ряда. При этом прямой метод продемонстрировал тенденцию к увеличению количества отпускаемого тепла в г. Харьков за последние 3 года. Данные рис. 3 показывают, что прямой метод позволяет получать хорошие прогнозные значения математического ожидания ряда. В свою очередь адаптивный метод прогнозирования второго порядка позволил сформировать прогноз последующих трех позиций временного ряда с достаточной точностью. Кроме того, интерполяция значений временного ряда также дает хорошие результаты.

Вместе с тем, сравнительный анализ результатов прогнозирования (см. рис. 3-5) показывает, что выбранные методы прогнозирования демонстрируют удовлетворительные результаты для случая краткосрочного и среднесрочного прогнозирования количества, отпускаемого тепла городу. Поэтому для их применения необходимо проводить дополнительные преобразования исходных значения временного ряда.

Для этого в работе разработана серия макросов на языке Visual Basic for Application в среде программирования Microsoft Excel. Макросы используются также для подготовки данных для проведения прогнозирования в пакете STATISTICA (рис. 5).

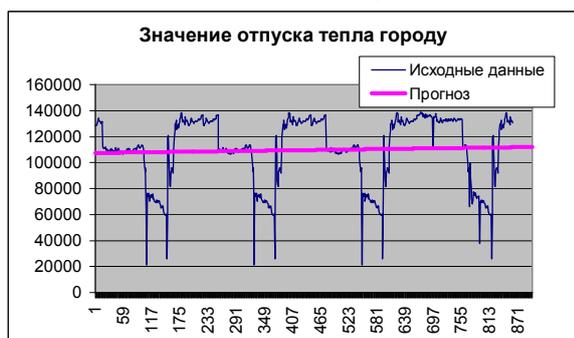


Рис. 3 Результаты применения прямого метода прогнозирования

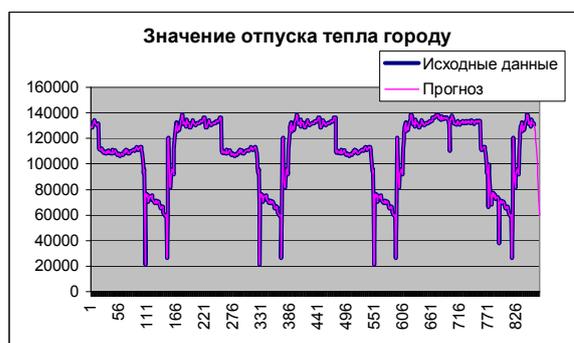


Рис. 4 Результаты применения адаптивного метода прогнозирования

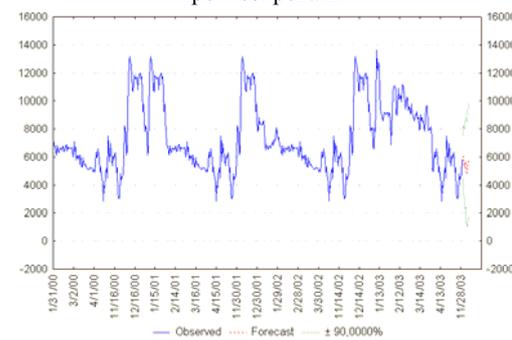


Рис. 5. Прогнозирование в пакете STATISTICA

Предложенная реализация выбранных методов технологии Data Mining отличается простотой и достаточной функциональностью, что позволяет получать как приближенные прогнозные значения, так и точные. Кроме того, такое информационное решение ориентировано на дальнейшее развитие, например, по пути его интеграции с хранилищами данных на основе MS SQL Server или Oracle приложений.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гмошинский В.Г., Флиорент Г.И. Теоретические основы инженерного прогнозирования. М.: Главная редакция физико-математической литературы, изд-во "Наука", 1971. - 104 с.
- [2] Орехов С.В. Применение технологии Data Mining при решении задачи ситуационного управления системой водоснабжения города в условиях аварийности. Вестник НТУ «ХПИ», вып. 6. Харьков: НТУ «ХПИ», 2003. - с. 97-100.
- [3] Olivia Parr Rud. Data Mining Cookbook. Modeling Data for Marketing, Risk, and Customer Relationship Management. – USA: Wiley Computer Publishing, John Wiley & Sons, Inc., 2001. – 359 p.
- [4] Michael J.A. Berry, Gordon Linoff. Data Mining Techniques. For Marketing, Sales, and Customer Support. USA: Wiley Computer Publishing, 1997. – 454 p.
- [5] Дюк В., Самойленко А. Data Mining: учебный курс. СПб: Питер, 2001. – 368 с.
- [6] Анил К., Джейн, Жуанчанг Мао, К М. Моуддин. Введение в искусственные нейронные сети. // Открытые системы. - 1997. - № 4. – с. 16-24.
- [7] Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности / Г.К. Воронский, К.В. Махотило, С.Н. Петрашев, С.А. Сергеев. - X.: Основа, 1997. - с. 10 – 66.
- [8] Силин В.Б., Заковряшин А.И. Автоматическое прогнозирование состояния аппаратуры управления и наблюдения. М.: «Энергия», 1971. – 116 с.
- [9] Бокс Дж., Дженкинс Г. Анализ временных рядов. Прогноз и управление. Вып.1 М.: «Мир», 1971. - 406 с.
- [10] Уэнди Боггс, Майкл Боггс. UML и Rational Rose. М.: издательство "ЛЮРИ", 2001. – 580 с.

Поступила 26.01.2004

**ПОРІВНЯЛЬНА ОЦІНКА ВЕНТИЛЬНИХ КОМПЛЕКТІВ ДВОФАЗНОГО І ТРИФАЗНОГО ТЯГОВИХ АСИНХРОННИХ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ**

Хворост М.В., к.т.н.  
ДП "Харківський метрополітен"  
Україна, 61012, м. Харків, вул. Енгельса, 29,  
тел. (0572) 23-74-01.

Чумак В.А., Панасенко Н.М.  
Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"  
Україна, 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", каф. "Електричний транспорт і тепловозобудування"  
тел. (0572) 40-09-54

*Розглянуті питання, пов'язані з можливістю використання в тягових електропередачах електродвигуна складу двофазного частотно-регульованого асинхронного електроприводу. Проаналізовані силові схеми двофазного і трифазного асинхронного електроприводу з вузлами захисту від короткого замикання двигуна при відмовах в інверторі напруги на предмет сталості потужності їх вентильних комплектів*

*Рассмотрены вопросы, связанные с возможностью использования в тяговых электропередачах электродвигуна состава двухфазного частотно-регулируемого асинхронного электропривода. Проанализированы силовые схемы двухфазного и трехфазного асинхронного электропривода с узлами защиты от короткого замыкания двигателя при отказах в инверторе напряжения на предмет установленной мощности их вентильных комплектов*

**ВСТУП**

Проблема впровадження на рейкових транспортних засобах тягового частотно-регульованого електроприводу є дуже актуальною для міського, приміського, магістрального та промислового транспорту, так як тільки цей привод дозволяє суттєво поліпшити техніко-економічні характеристики трамваїв, метропоїздів, електропоїздів і електровозів. Якщо науково-технічна думка щодо типу тягового частотно-регульованого електроприводу починає з кінця ХХ-го століття вже повністю схилилася в бік частотно-регульованого електроприводу на основі асинхронних двигунів з короткозамкнутим ротором і напівпровідникових перетворювачів частоти на базі автономних інверторів напруги, то варіант фазності цього приводу (двофазний чи трифазний) ще дискутується в колі науковців [1 – 3]. Одним з об'єктів цих дискусій, про який піде мова в даній роботі є силова схема двофазного і трифазного тягових асинхронних частотно-регульованих електроприводів на базі дворівневих мостових схем інверторів напруги [4]. Виконаний в роботах [5 – 7] аналіз на предмет їх аварійних режимів, спектральних та комутаційних характеристик дозволяє зробити висновок про практичну рівноцінність цих схем. Тому при виборі фазності силової схеми для тягового асинхронного електроприводу, в кожному конкретному випадку треба враховувати ті її сторони які для даного варіанта використання відіграють найбільш суттєву роль. На наш погляд, одним із вагомих аргументів при виборі фазності тягового асинхронного електроприводу може бути стала потужність вентильного комплексу його силової схеми. При визначенні ж сталої потужності вентильного комплексу силової схеми тягового асинхронного електроприводу треба врахувати не тільки сталу потужність напівпровідникових приладів комутатора інвер-

тора напруги але й сталу потужність напівпровідникових приладів вузлів захисту від короткого замикання двигуна при відмовах в комутаторі інвертора напруги. Такий підхід, на наш погляд, дозволить зробити наступний крок в визначенні наявності переваги однієї схеми над іншою. Для цього необхідно спочатку проаналізувати схеми вузлів захисту і оцінити характеристики цих вузлів на предмет доцільності їх застосування в тяговому асинхронному електроприводі.

**ХАРАКТЕРИСТИКИ ВУЗЛІВ ЗАХИСТУ ВІД КОРОТКОГО ЗАМИКАННЯ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ**

Спочатку визначимо характеристики трифазної схеми мостового інвертора напруги з вузлами захисту від короткого замикання асинхронного двигуна в ланцюгах зворотних діодів комутатора (рис.1,а), яка вперше для тягового електроприводу була запропонована в роботі [5].

Припустимо, що керування вихідною напругою трифазного мостового інвертора (рис.1,а) проводиться в режимі синусоїдальної двополярної широтно-імпульсної модуляції (ШІМ). При цьому, покладемо, що частота ШІМ прийнята достатньо великою для того, щоб можна було знехтувати зміною огибаючої напруги  $U_{\theta 0}^{(3)}$  на періоді ШІМ (рис.1,б) –  $T_{II}$ .

Величина  $U_{d0}$  є постійною складовою (нульовою гармонікою) вхідної напруги  $U_d$  комутатора, а величина  $U_{\theta 0}^{(3)}$  – огибаюча вихідної напруги фази навантаження трифазної схеми, яка змінюється по синусоїдальному закону

$$U_{e0}^{(3)} = U_m^{(3)} \cdot \sin \theta = C_P \cdot \frac{U_{d0}}{2} \cdot \sin \theta, \quad (1)$$

де  $U_m^{(3)}$  – амплітуда огинаючої вихідної напруги трифазної схеми;  $C_P = \frac{U_m^{(3)}}{U_{d0}/2}$  – глибина регулювання,

яка при відсутності перемодулювання змінюється від 0 до 1;  $\theta = \omega t$  – поточний електричний кут на частоті основної гармоніки  $f = 1/T$ .

Величину  $U_{e0}$  можна зв'язати з коефіцієнтом заповнення  $\tau$ , враховуючи те, що  $U_{e0}^{(3)}$  є середня вага вихідної напруги на періоді  $T_{II}$ :

$$U_{e0}^{(3)} \cdot T_{II} = \frac{U_{d0}}{2} \cdot \tau \cdot T_{II} - \frac{U_{d0}}{2} (1 - \tau) \cdot T_{II}. \quad (2)$$

Тепер, згідно з співвідношенням (1) знаходимо:

$$\tau = \frac{1}{2} (1 + C_P \cdot \sin \theta); \quad (1 - \tau) = \frac{1}{2} (1 - C_P \cdot \sin \theta). \quad (3)$$

На рис.1,в в більш дрібному масштабі ніж на рис.1,б зображені огинаючі вихідної напруги і струму фази навантаження при куті зсуву між ними, рівним  $\varphi_{e1}$ . На ділянці зміни кута  $\theta$  від 0 до  $\varphi_{e1}$  (коротко на

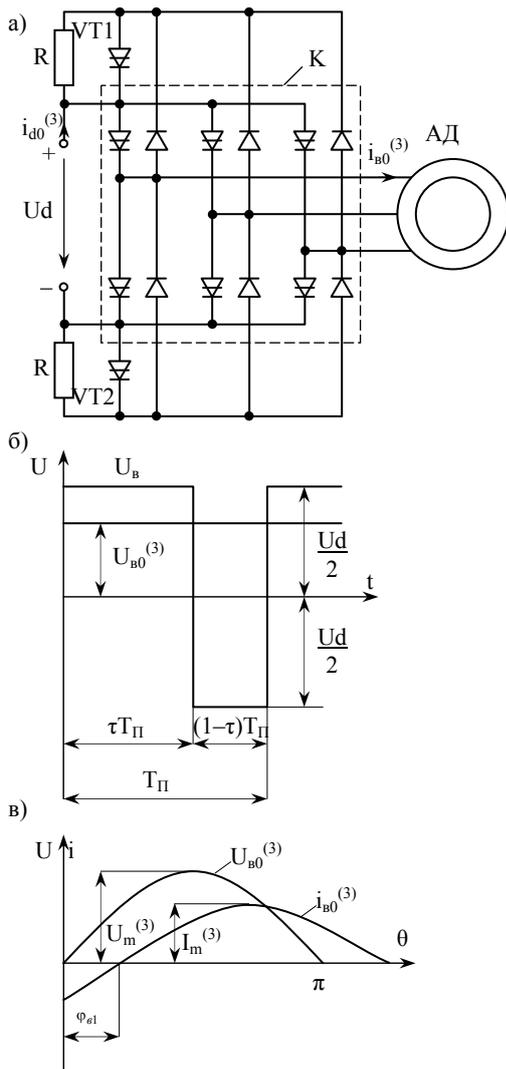


Рис.1

куті  $\varphi_{e1}$ ) струм  $i_{e0}$  тече в зворотньому діоді на інтервалі  $\tau \cdot T_{II}$  періоду ШІМ, а на куті  $\pi - \varphi_{e1}$  він тече в зворотньому діоді на інтервалі  $(1 - \tau) T_{II}$  періоду ШІМ.

Для подальшого аналізу враховуємо, що

$$i_{e0}^{(3)} = I_m^{(3)} \cdot \sin(\theta - \varphi_{e1}), \quad (4)$$

де  $I_m^{(3)}$  – амплітуда огинаючої струму фази трифазної схеми.

Вважаємо також, що в вихідному струмі фази можна знехтувати іншими складовими струму, крім огинаючої, яка визначається із співвідношення (4).

Розглядаючи процеси в схемі рис.1,а, бачимо, що вихідний струм фази тече в одному з чотирьох напівпровідникових приладів: в одному з двох тиристорів, або в одному з двох зворотних діодів основного комутатора інвертора.

Алгоритм керування повинен бути побудований так, щоб в трифазній схемі забезпечувалося рівномірне завантаження всіх тиристорів і всіх діодів. Тоді одержуємо

$$2(I_V^{(3)} + I_D^{(3)}) = \frac{2}{\pi} \cdot I_m^{(3)}, \quad (5)$$

де  $I_V^{(3)}$  і  $I_D^{(3)}$  – середні струми в трифазній схемі одного тиристора і одного діода відповідно;  $2I_m^{(3)}/\pi$  – середня вага модуля вихідного струму фази трифазної схеми.

Якщо тепер подивитися на схему рис.1,а з боку полюса джерела живлення, то бачимо, що середній вхідний струм  $i_{d0}$  рівний різниці між сумою середніх струмів трьох тиристорів і сумою середніх токів трьох зворотних діодів основного комутатора, тобто

$$i_{d0}^{(3)} = 3(I_V^{(3)} - I_D^{(3)}). \quad (6)$$

Із співвідношень (5) та (6) знаходимо, що

$$I_V^{(3)} = \frac{I_m^{(3)}}{2\pi} + \frac{i_{d0}^{(3)}}{6}; \quad I_D^{(3)} = \frac{I_m^{(3)}}{2\pi} - \frac{i_{d0}^{(3)}}{6}. \quad (7)$$

Для вхідного струму трифазної мостової схеми інвертора маємо

$$i_{d0}^{(3)} = \frac{3}{4} \cdot C_P \cdot I_m^{(3)} \cdot \cos \varphi_{e1}. \quad (8)$$

Тоді з урахуванням співвідношення (8) одержуємо

$$I_V^{(3)} = \frac{I_m^{(3)}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{4} \cdot C_P \cdot \cos \varphi_{e1} \right), \quad (9)$$

$$I_D^{(3)} = \frac{I_m^{(3)}}{2\pi} \left( 1 - \frac{\pi}{4} \cdot C_P \cdot \cos \varphi_{e1} \right) \quad (10)$$

Середній струм ключа VT1 (VT2), який шунтує струмообмежуючий резистор, буде рівний сумі трьох середніх струмів зворотних діодів основного комутатора, тобто

$$I_{VT1} = 3I_D^{(3)} = \frac{3}{2\pi} I_m^{(3)} \left( 1 - \frac{\pi}{4} \cdot C_P \cdot \cos \varphi_{e1} \right). \quad (11)$$

Максимальний середній струм ключа VT1 (VT2), на який його і треба розрахувати, одержуємо для режиму гальмування, коли величина  $\cos \varphi_{e1}$  змінює

знак по відношенню до режиму тяги. Наприклад, при  $\cos \varphi = -0,8$  і  $C_P = 1$  маємо

$$I_{VT1} = 0,775 I_m^{(3)}. \quad (12)$$

Втрати потужності в ключі VT1 як складову втрат в перетворювачі можна розрахувати по тривалому режиму роботи, при якому двигун працює з максимальною напругою ( $C_P = 1$ ) і коефіцієнт потужності позитивний. Припускаючи, що  $\cos \varphi = 0,8$  і тоді з (10) находимо

$$I_{VT1} = 0,175 I_m^{(3)}. \quad (13)$$

Порівняємо одержані величини  $I_{VT1}$  з аналогічними характеристиками основного комутатора інвертора.

Середній струм трьох тиристорів однієї групи (анодної або катодної) визначимо з урахуванням співвідношення (9):

$$I_{V\Sigma}^{(3)} = 3I_V^{(3)} = \frac{3I_m^{(3)}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{4} \cdot C_P \cdot \cos \varphi_{e1} \right). \quad (14)$$

Найбільший середній струм тиристора основного комутатора буде в режимі тяги при  $C_P = 1$ . Припускаючи, що  $\cos \varphi_{e1} = 0,8$ . одержуємо з (14)

$$I_{V_m}^{(3)} = 0,775 I_m^{(3)}, \quad (15)$$

тобто додаткові ключі VT1, VT2 мають той же підсумковий номінальний струм, і отже і стали потужність, що і тиристори основного комутатора.

Ця обставина, а також той факт, що в зворотних модулях силових ключів основного комутатора інвертора напруги треба мати окремі виводи від зворотних діодів і тиристори з зворотною замикаючою здатністю, а це потребує суттєвих змін в конструкції модуля і приводить до збільшення втрат енергії, і обмежують використання цих вузлів захисту в тяговому асинхронному електроприводі магістрального електроприводного складу.

Розглянемо тепер характеристики схем вузлів захисту двигуна від струмів короткого замикання при їх установці в ланцюги статорної обмотки. Два найбільш ефективні варіанти трифазних схем асинхронного електроприводу з вузлами захисту в фазах двигуна приведені на рис.2,а,б [8]. Обидва варіанта в своєму складі мають джерело живлення  $U_d$  з вхідним LC-фільтром і трифазний мостовий комутатор К. Ці вузли схеми електроприводу не зазнають ніяких змін в порівнянні з вузлами типової силової схеми трифазного частотно-регульованого електроприводу без захисту асинхронного двигуна від струмів короткого замикання [5].

У варіанті схеми рис.2,а в кожен фазу двигуна введений струмообмежувальний резистор R і чотири-квадрантний ключ VT, який його шунтує в нормальному режимі роботи. У варіанті схеми рис.2,б асинхронний двигун АД використовується з повністю розділеними виводами кожної фази, а в розділену таким чином нейтраль двигуна вводиться трифазний діодний мостовий випрямляч ВМ, навантажений на струмообмежувальний резистор R та одноквадрантний керований ключ VT, який шунтує струмообмежува-

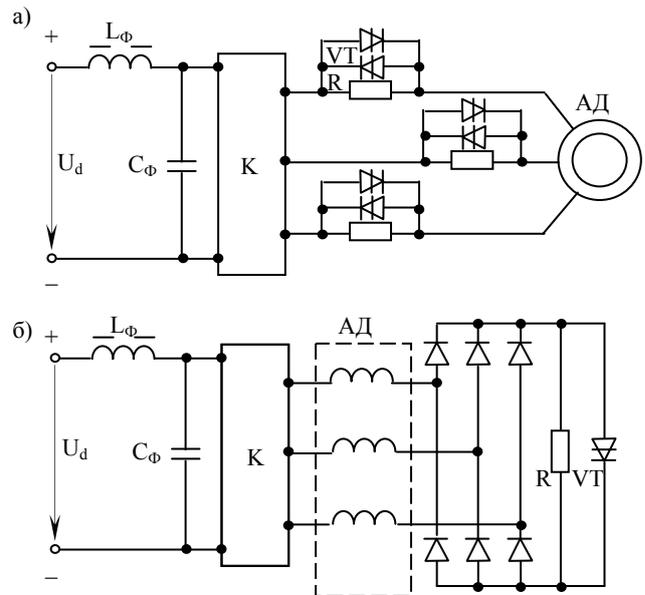


Рис.2

льний резистор R у нормальному режимі роботи.

Визначимо середні струми керованих ключів і діодів у вузлах струмообмеження.

Сумарний середній струм ключів в схемі рис.2,а буде рівний

$$I_{V\Sigma}^{(3)} = 3I_{\Phi}^{(3)} = \frac{6}{\pi} I_m^{(3)} = 1,91 I_m^{(3)}, \quad (16)$$

де  $I_{\Phi}^{(3)} = \frac{2}{\pi} I_m^{(3)}$  – середній струм однієї фази трифазної схеми, який як і раніше приймаємо синусоїдальним з амплітудою  $I_m^{(3)}$ .

Порівняння схеми рис.2,а проведемо зі схемою рис.1,а, в якій вузли струмообмеження введені в ланцюги зворотних діодів основного комутатора інвертора і для якої найбільший сумарний струм ключів VT1 і VT2 рівний  $I_{VTi}^{(3)} = 1,55 I_m^{(3)}$ .

Найбільший середній струм, визначаючий сталу потужність додаткових ключів, в порівнювальних схемах відрізняються не дуже сильно: в схемі рис.2,а він в 1,23 рази більший чим в схемі рис.1,а. Однак, треба мати на увазі, що в схемі рис.2,а найбільший середній струм визначає і тривалі втрати потужності, які виходять в 5,4 рази більшим чим в схемі рис.1,а. Це і є найбільш суттєвим недоліком схеми рис.2,а. Проте, в схемі рис.2,а не треба в аварійному режимі замикати накоротко вхід основного комутатора К, що особливо значимо при двофазному короткому замиканні двигуна, обумовленого виходом із ладу тільки одного з ключів комутатора інвертора і при якому не виникає короткого замикання джерела живлення.

Середній струм керованого ключа VT в схемі рис.2,б вдвічі менший, чим сумарний струм ключів  $I_{VT\Sigma}^{(3)}$  в схемі рис.2,а, так як через ключ VT в схемі рис.2,б течуть тільки півхвилі фазних струмів. Але, в схемі рис.2,б потрібні діоди на сумарний струм, рівний  $I_{VT\Sigma}^{(3)}$ . Враховуючи те, що падіння напруги на провідячому діоді (біля 1В) приблизно втричі менше,

чим в тиристорі типу GCT, знаходимо, що тривалі втрати потужності у додаткових напівпровідникових приладах вузла захисту схеми рис.2,б становлять 83% від втрат в схемі рис.2,а, що на наш погляд не є дуже значимо. Ця обставина, а також те, що схема рис.2,б потребує шести виводів від статорної обмотки трифазного асинхронного двигуна, а це значно ускладнює схему тягової електропередачі, і надає схемі рис.2,б проблематичності при її використанні в тяговому частотно-регульованому асинхронному електроприводі магістрального електрорухомого складу.

Таким чином, виконаний аналіз силових схем трифазних частотно-регульованих асинхронних електроприводів з вузлами захисту показав, що в тягових електропередачах магістрального електрорухомого складу з трифазними асинхронними двигунами найбільш доцільно використовувати силову схему рис.2,а з фазними вузлами захисту, яка не потребує ні змін в конструкції двигуна, ні змін в конструкції модулів комутатора інвертора.

Розглянемо тепер характеристики силової двофазної схеми з частотно-регульованого асинхронного електропривода з фазними вузлами захисту (рис.3,а). В порівнянні з трифазною схемою рис.2,а, ця схема також не потребує змін в конструкції двигуна і модулів комутатора, але вона суттєво більш проста, так як в ній тільки два вузла захисту проти трьох. Крім цього, вона дає менші витрати потужності в напівпровідникових ключах, шунтуючих резистори, по причині того, що напруга на фазних обмотках двигуна приблизно вдвічі вища, чим у трифазній схемі. Отже, в тій же пропорції менший і сумарний струм цих обмоток. Дійсно, в двофазній схемі сумарний найбільший середній струм керованих чотирихквADRантних ключів VS1 і VS2 буде рівний:

$$I_{VS\Sigma}^{(2)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{P_H^{(2)}}{(U_{d0}/\sqrt{2}) \cdot \cos \varphi_{e1}}, \quad (17)$$

де  $P_H^{(2)}$  – активна потужність навантаження двофазної схеми.

В трифазній схемі рис.2,а із співвідношення (16) одержуємо

$$I_{VS\Sigma}^{(3)} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{P_H^{(3)}}{\left(\kappa_M \cdot \frac{U_{d0}}{\sqrt{2}}\right) \cdot \cos \varphi_{e1}}, \quad (18)$$

де  $P_H^{(3)}$  – активна потужність навантаження трифазної схеми;  $\kappa_M > 1$  – коефіцієнт перемодуляції.

Порівнюючи (17) і (18) бачимо, що із-за різниці величин перших гармонік  $U_{e1}$  вихідної напруги співвідношення між найбільшими середніми струмами ключів фазних вузлів захисту трифазної і двофазної схем досить велика:

$$\kappa_i = \frac{2}{\kappa_M}. \quad (19)$$

Якщо у трифазній схемі не використовується перемодуляція то  $\kappa_M$  треба брати рівним 1,0 і тоді співвідношення (19) дає:

$$\kappa_i = 2. \quad (20)$$

Таким чином, з урахуванням того, що тиристори чотирихквADRантних ключів по своєму класу в схемі рис.2,а вибираються на робочу напругу  $U_{d0}/2$  стала потужність вентильного комплексу вузлів захисту трифазної схеми рис.2,а не перевищує сталої потужності вентильного комплексу вузлів захисту двофазної схеми рис.3,а, не дивлячись на те, що кількість вузлів захисту в ній в 1,5 рази більша (три проти двох).

При використанні в схемі рис.2,а перемодуляції шляхом накладання на огибаючу вихідної напруги третьої гармоніки з метою наближення згинаючої по формі до прямокутника і підвищення тим самим на 15% найбільшої амплітуди основної гармоніки вихідної напруги, то  $\kappa_M$  треба брати рівним 1,15 і тоді співвідношення (19) дає  $\kappa_i = 1,74$ . В цьому випадку стала потужність вентильного комплексу вузлів захисту трифазної схеми рис.2,а буде дещо менша чим в двофазній схемі рис.3,а. Однак, треба мати на увазі, що реалізація перемодуляції в трифазній схемі інвертора напруги потребує ускладнення його силової схеми, що і зводить на нівець перевагу з точки зору сталої потужності вентильних елементів вузлів захисту.

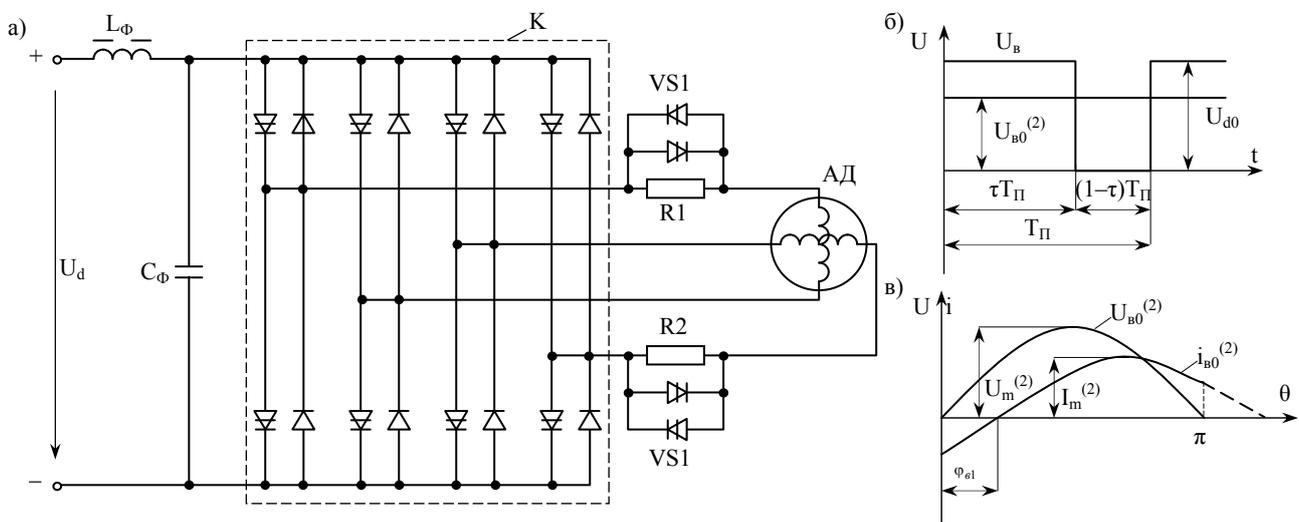


Рис.3

СТАЛА ПОТУЖНІСТЬ ВЕНТИЛЬНИХ  
КОМПЛЕКТІВ КОМУТАТОРІВ ДВОФАЗНОЇ І  
ТРИФАЗНОЇ СХЕМ.

Розглянемо спочатку характеристики двофазного комутатора інвертора напруги, схема якого зображена на рис.3,а. На рис.3,б зображена вихідна напруга однієї фази двофазного комутатора на періоді синусоїдальної однополярної ШІМ –  $T_{II}$ . При цьому, якщо  $T_{II} \ll T$  (де  $T$  – період вихідної напруги), то зміною згинаючої напруги  $U_{e0}$  на періоді  $T_{II}$  також можна знехтувати. Синусоїдальні огинаючі вихідної напруги  $U_{e0}^{(2)}$  і вихідного струму  $i_{e0}^{(2)}$  в інтервалі  $T/2$  при куті зсуву між ними  $\varphi_{e1}$  показані на рис.3,в в більш дрібному масштабі чим на рис.3,б.

Як і у випадку трифазної схеми, в подальшому допускаємо, що в вихідному струмі можна знехтувати всіма іншими складовими цього струму, за виключенням огинаючої  $i_{e0}^{(2)}$ , яка визначається співвідношенням:

$$i_{e0}^{(2)} = \sqrt{2} \cdot I_{e1}^{(2)} \cdot \sin(\theta - \varphi_{e1}) = I_m^{(2)} \cdot \sin(\theta - \varphi_{e1}), \quad (21)$$

де  $I_{e1}^{(2)}$  і  $I_m^{(2)}$  – діюча вага і амплітуда основної (першої) гармонік фазного (вихідного) струму відповідно;  $\theta = \omega t$  – поточний електричний кут на частоті  $f = 1/T$  основної гармоніки.

Розглядаючи при цьому схему двофазного інвертора, можна бачити, що вихідний струм фази тече в кожному з двох плечей однофазного мосту в одному з чотирьох вентилів: в одному з двох тиристорів, або в одному з двох зворотних діодів. Алгоритм керування двофазним інвертором повинен бути побудовано таким чином, щоб забезпечити рівномірне навантаження струмом всіх тиристорів і всіх діодів відповідно. Тоді одержуємо:

$$2(I_V^{(2)} + I_D^{(2)}) = \frac{2}{\pi} I_m^{(2)}, \quad (22)$$

де  $I_V^{(2)}$  і  $I_D^{(2)}$  – середні струми в двофазній схемі одного тиристора і одного зворотнього діода відповідно;  $\frac{2}{\pi} I_m^{(2)}$  – середня вага модуля вихідного струму фази двофазної схеми.

Якщо тепер подивитися на двофазну схему інвертора з боку полюса джерела живлення, то середній вхідний струм  $i_{d0}^{(2)}$  можна визначити як різницю між сумою середніх струмів чотирьох тиристорів і сумою середніх струмів чотирьох діодів, тобто

$$i_{d0}^{(2)} = 4(I_V^{(2)} - I_D^{(2)}). \quad (23)$$

З двох останніх співвідношень знаходимо, що

$$I_V^{(2)} = \frac{I_m^{(2)}}{2\pi} + \frac{i_{d0}^{(2)}}{8}; \quad I_D^{(2)} = \frac{I_m^{(2)}}{2\pi} - \frac{i_{d0}^{(2)}}{8}. \quad (24)$$

Зв'язок між вхідним і вихідним струмами двофазної схеми інвертора визначається співвідношенням

$$i_{d0}^{(2)} = C_P \cdot I_m^{(2)} \cdot \cos \varphi_{e1}, \quad (25)$$

де  $C_P$  – глибина регулювання.

З урахуванням співвідношення (25) знаходимо, що

$$I_V^{(2)} = \frac{I_m^{(2)}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{4} C_P \cos \varphi_{e1} \right) \quad (26)$$

$$I_D^{(2)} = \frac{I_m^{(2)}}{2\pi} \left( 1 - \frac{\pi}{4} C_P \cos \varphi_{e1} \right) \quad (27)$$

Таким чином, середні струми напівпровідникових приладів комутатора як трифазної, так і двофазної схеми не залежать від виду ШІМ вихідної напруги, а залежать тільки від вихідного струму, глибини регулювання і коефіцієнта потужності навантаження.

Найбільший середній струм тече в тиристорах при  $C_P = 1$  в режимі тяги, коли  $\cos \varphi_{e1} > 0$ . В цьому випадку для двофазної схеми

$$I_{Vm}^{(2)} = \frac{I_m^{(2)}}{2\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{4} \cos \varphi_{e1} \right). \quad (28)$$

Якщо режими тяги і гальмування симетричні в тому значенні, що дають однакові ваги вихідного струму і однакові ваги (тільки з різними значеннями) коефіцієнта потужності навантаження, то найбільший середній струм в зворотних діодах такий же як і в тиристорах.

Визначаючи сталу потужність напівпровідникового приладу як добуток його максимального середнього струму на амплітуду напруги на ньому, повну сталу потужність тиристорів комутатора двофазного інвертора знаходимо із наступного співвідношення:

$$S_V^{(2)} = 8 \cdot I_m^{(2)} \cdot U_{d0} = \frac{4}{\pi} \left( 1 + \frac{\pi}{4} \cos \varphi_{e1} \right) \cdot S_{e1}^{(2)}, \quad (29)$$

де  $S_{e1}^{(2)} = 2U_{e1}^{(2)} \cdot I_{e1}^{(2)} = 2U_{e1}^{(2)} \cdot \frac{I_m^{(2)}}{\sqrt{2}}$  – максимальна вихідна потужність навантаження двофазної схеми при  $C_P = 1$ , коли  $U_{e1}^{(2)} = U_{d0}/\sqrt{2}$ .

Наприклад, при  $\cos \varphi_{e1} = 0,8$  маємо  $S_V^{(2)} = 2,07 S_{e1}^{(2)}$ , тобто стала потужність тиристорів трохи більше як вдвічі перевищує вихідну потужність. Це твердження справедливе як для тиристорів двофазного комутатора, так і для його зворотних діодів.

Порівняємо тепер одержану величину сталої потужності тиристорів  $S_V^{(2)}$  комутатора двофазного інвертора з сталою потужністю тиристорів  $S_V^{(3)}$  трифазного інвертора, яку визначають із співвідношення

$$S_V^{(3)} = 6 \cdot I_{Vm}^{(3)} \cdot U_{d0} = \frac{4}{\pi} \left( \frac{1 + \frac{\pi}{4} \cos \varphi_{e1}}{\kappa_M} \right) \cdot S_{e1}^{(3)}, \quad (30)$$

де  $S_{e1}^{(3)} = 2U_{e1}^{(3)} \cdot I_{e1}^{(3)}$  – максимальна вихідна потужність навантаження трифазної схеми  $C_P = 1$  коли  $U_{e1}^{(3)} = U_{d0}/2\sqrt{2}$ .

При відсутності перемодуляції в трифазній схемі треба приймати  $\kappa_M = 1$  і тоді співвідношення (30)

співпадає з співвідношенням (29), тобто стала потужність тиристорів комутаторів інверторів в двофазній і трифазній схемах інверторів однакова. Це твердження також справедливе і для зворотних діодів цих схем.

Якщо ж в трифазному мостовому інверторі використовується перемодуляція шляхом накладання на огибающую вхідної напруги третьої гармоніки, то в співвідношення (30) треба вставити  $k_m = 1,15$ . Тоді при  $\cos \varphi_{e1} = 0,8$  одержуємо  $S_V^{(3)} = 1,9S_{e1}^{(3)}$  проти  $2,07S_{e1}^{(2)}$  при  $C_p = 1$ . Отже, стала потужність напівпровідникових вентилів комутатора трифазної мостової схеми інвертора складе 92% від тієї ж величини в двофазній схемі. Ефект зниження сталої потужності вентиляного комплексу комутатора в трифазній схемі при перемодуляції не отримується рівним 15% в зв'язку із зростанням при перемодуляції вхідного струму  $i_{d0}^{(3)}$ , що збільшує максимальний середній струм в вентилях при підвищенні їх використання по напрузі.

На закінчення відмітимо, що можливість перемодуляції і пов'язаного з нею невеликого зниження сталої потужності ключів (на 8%) основана на відмінностях трифазної мостової схеми і видимо не може бути скомпенсована аналогічним ефектом в двофазній схемі.

#### ВИСНОВКИ

Виконане порівняння силових схем трифазного і двофазного частотно-регульованого асинхронного електроприводу з фазними вузлами захисту від короткого замикання двигуна при відказах в інверторі напруги показує, що з точки зору сталої потужності їх вентиляльних комплектів ці схеми майже однакові. Цей висновок, а також висновки робіт [6, 7] і дають основу для ствердження, що в тягових електропередачах магістрального електрорухомого складу може мати право на практичне втілення двофазний частотно-регульований асинхронний електропривід.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Гусевский Ю.И., Панасенко Н.В., Гаращенко А.П. Перспективы применения двухфазных асинхронных электродвигателей в автоматизированных системах электрического транспорта. // Тезисы докладов II Международной конференции «Состояние и перспективы развития электроподвижного состава». – Новочеркасск. – 1997. – С. 41-42.
- [2] Шаповал В.П. Рациональные структуры тяговых перетворювачів частоти. // Зб. наук. праць / ХарДАЗТ, 1999. – Вип. 39. – С. 36-41.
- [3] Гусевский Ю.И. Лозовий Д.Ю., Шаповал В.П., Полторак С.Н. Двофазний інвертор напруги для електрорухомого складу. Розрахунок вхідних струмів. // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – 2002, №3. – С. 36-38.
- [4] Гончаров Ю.П., Бұдьонний О.В., Морозов В.Г., Панасенко М.В., Руденко В.С. Перетворювальна техніка. Ч.2. За ред. В.С. Руденка. – Харків: Фоліо,

2000. – 360 с.

- [5] Чумак В.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В. Режимы асинхронных электродвигателей частотно-регулируемых электроприводов при отказах инвертора напряжения. / Вестник Национального технического университета «ХПИ» «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика», выпуск 12, том.1. – Харьков, 2002. – С. 73-78.
- [6] Хворост Н.В., Чумак В.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Панасенко Н.Н. Режимы тяговых двигателей при отказах инвертора напряжения в двухфазном асинхронном электроприводе. / Вісник Східноукраїнського національного університету імені Володимира Даля, №9(67), том.2. – Луганськ, 2003. – С. 29-34.
- [7] Хворост Н.В., Чумак В.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Панасенко Н.Н. Сравнительный анализ спектральных и коммутационных характеристик двухфазной и трехфазной схем частотно-регулируемого электропривода. / Вестник Национального технического университета «ХПИ» «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика», выпуск 10, том.2. – Харьков, 2003. – С. 460-464.
- [8] Хворост Н.В., Гончаров Ю.П., Панасенко Н.В., Панасенко Н.Н. Пути совершенствования системы электрической тяги постоянного тока железных дорог Украины для организации скоростного пассажирского движения. / Залізничний транспорт України, №6, 2003. – С.11-18.

Надійшла 24.11.2003

## **АНАЛІЗ ДЕРЖАВНИХ СТАНДАРТІВ З ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН**

Латинін Ю.М., к.ф.-м.н.

Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 61003, м. Харків, вул. Університетська, 16, УПА, кафедра "Теоретичної та загальної електротехніки"  
тел. (0572) 20-63-87

Мілих В.І., д.т.н., проф.

Національний технічний університет "Харківський політехнічний інститут"

Україна, 61002, г. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра "Загальної електротехніки"  
тел. (0572) 40-04-27, E-mail: mvikri@kpi.kharkov.ua

*На підставі системного підходу проведений аналіз основних понять та характеристик обертових електричних машин, що визначаються державними стандартами. Виявлено, що стандарти не корелюють між собою і з базовими. Зроблений висновок, що структуру, зміст, дефініції понять стандартів треба переробити, щоб вони відповідали сучасному стану розвитку електричних машин.*

*На основе системного подхода проведен анализ государственных стандартов в области электрических вращающихся машин, которые определяют их основные понятия, параметры, характеристики. Сделан вывод о том, что стандарты не согласуются между собой и с базовыми. Дефиниции терминов стандартов не отражают сути, противоречат друг другу. Стандарты нуждаются в существенной переработке: изменении структуры и дефиниций.*

В Україні в усіх сферах науки й техніки триває перехід на державну мову. У галузі загальної електротехніки, за її спеціалізованими напрямками вже написано й видано багато наукових монографій, навчальних посібників і підручників різних авторів. Спільним недоліком цих видань є неузгодженість наукової і технічної термінології, яку автори частенько вводять на власній розум, причому нерідко з порушенням мовних правил і спотворенням внутрішнього змісту термінів, їх дефініцій.

Термінологічні проблеми повинні упереджено вирішуватись державними стандартами України (ДСТУ). Станом на 1.01.2003 р. в Україні у галузі електротехніки розроблено понад 150 стандартів [1]. Стандарти [2-4] подаються як базові для всієї галузі. Інші більш вузько спеціалізовані стандарти повинні їм відповідати. До базових треба віднести й стандарт [5], який охоплює усі електротехнічні вироби та пристрої. Вітчизняні стандарти з електротехніки без сумніву відіграли позитивну роль. Але, на жаль, вони створили й багато проблем тим, хто їх використовує.

Базовим ДСТУ з електротехніки [2-4] була присвячена стаття [6]. Там же викладені вимоги до таких стандартів і на підставі системного аналізу змісту зроблений висновок про необхідність їх докорінної переробки. Навіть поверхневий огляд спеціалізованих ДСТУ з електротехніки з переліку в [1] свідчить, що тут є не менш проблем. Такий висновок обґрунтуємо далі на прикладі ДСТУ з електричних машин (ЕМ), до яких належать 22 стандарти.

Метою даної статті є аналіз ДСТУ у галузі обертових електричних машин (ОЕМ) на відповідність їх один одному, загальним вимогам [6-8], настільки повно та вірно терміни відображають основні та другорядні поняття, на повноту подання параметрів, характеристик ЕМ та з інших боків.

При аналізі ДСТУ з ЕМ обмежимося стандартами [9-11]. Вони є найбільш загальними у галузі ОЕМ. Відносно останньої їх доцільно вважати базовими. Недоліки стандартів, що були розроблені на перших етапах (1992-1994 рр.), можна зрозуміти й пробачити: такими були об'єктивні обставини на той час. Але ті, що створювались пізніше, повинні бути більш досконалими. Тому переважну увагу приділимо аналізу ДСТУ 3827-98 [11] з ОЕМ (Характеристики машин. Терміни та визначення). Останній введений в дію з 2000 року. Інших стандартів, зокрема ДСТУ 2286-93 [9], будемо торкатися у випадках їх суперечливості з ДСТУ 3827-98, а також при аналізі найбільш загальних понять та специфічних недоліків. Щоб розрізнити посилання на пункти (п) стандартів у тексті статті, зауважимо, що терміни ДСТУ 2286 позначаються одним числом, а ДСТУ 3827 – двома, з крапкою між ними.

Перш ніж перейти до конкретного аналізу стандартів, зробимо загальні зауваження щодо типових похибок, що притаманні науковій і навчальній технічній літературі і яким стандарти не тільки не протидіють, а навпаки, сприяють їх розповсюдженню. Це стосується плутанини у вживанні слів "величина" і "значення" (мається на увазі числове значення скалярної величини), а також слів "параметр" і "характеристика".

У відповідності з [12] "величина": 1) розмір, обсяг, протяжність чогось; 2) (в математиці) те, що можна виміряти і обчислити. Аналогічно, за [13], "величина" - узагальнення конкретних понять: довжини, площі, ваги і т.д. (додамо: електричного опору, напруги, магнітного потоку тощо, тобто все те, що можна виміряти). Це підтверджується в [14,15], де чітко розділяються фізичні величини, одиниці їх виміру та числові значення.

Найчастіше замість слова “величина” вживають термін “значення”. Таке ототожнювання є майже у кожному стандарті: “операторний струм (п.3.152 [3]) – величина, отримана з ... значення... шляхом перетворення Лапласа...”, або “доведенням її напруги до значення того ж порядку, що і напруга...” (п.259 [9]). Така заміна зовсім не рівноцінна - неможливо ототожнювати величину з її значенням [6]. І навпаки, не можна використовувати термін “величина” у якості кількісної оцінки, тобто вживати словосполучення “величина струму” (п.109 [5]), напруги і т.п. Струм, напруга самі по собі є величинами і при такому вживанні слів виникає тавтологія [14]. Стандарт у галузі OEM ДСТУ 3827-98 у цьому відношенні є навіть показовим: в розділі 5 “Параметри та характеристики величин” тільки у визначенні 39 понять 37 разів вжите слово “значення”.

Ще треба мати на увазі, що скалярні величини (струм, напруга, опір, магнітний потік тощо) у будь-який час повністю та однозначно визначають властивості машини, явища, процесу завданням одного числа, а векторну величину (магнітну індукцію, напруженість електричного поля тощо) визначає числове значення (довжина вектора) та напрямок. Отже ототожнювати скалярну величину з векторною та навпаки недоречно. Наприклад, визначати векторну величину “магнітну індукцію в робочому проміжку OEM” (п.162) через скалярну – “середнє значення магнітного потоку на одиницю площі у повітряному проміжку”, а тим більше - ототожнювати величину зі значенням.

Математичні методи векторного та комплексного (символічного) аналізу використовують і стосовно електричних та магнітних кіл змінного струму. Але у назвах термінів, їх дефініціях поняття вектор ЕРС, напруги чи струму (це умовні вектори) треба уникати, а тим більше - визначати через них інші терміни. Чи існує реально комплексні потужність чи опір? Ні. А ось величина – “повна потужність” існує. Тому визначати реактивний опір чи потужність як “уявну частину комплексного опору” чи “потужності” (п.3.59, п.3.61 [3]) недоцільно. У протилежному випадку виникає суперечність між визначенням скалярної величини, а опір та потужність є такими, та поняттям комплексної величини. Тому незрозуміло, як терміном “імітанс”, а у відповідності з визначенням п.3.21 [3] він є комплексною величиною, можна замкнути вихідні затискачі кола (див. навантажувальний імітанс (п.4.16 [3])). Аналогічно, не можна визначати скалярну величину (повний синхронний опір синхронної машини (СМ) - п.210) через “... відношення векторної різниці між ЕРС і напругою на виводах обмотки якоря синхронної машини до струму...”. Також виникає безглузда при визначенні скалярної величини – складової напруги (п.6.8, п.6.9) через “... додавання векторів... ЕРС...та напруги ...”.

Не дуже вдалий термін існує і в міжнародному стандарті [3]: “розрахункова величина” (п.3.100). Він визначається, як “значення величини, яке встановив конструктор, щоб визначити нормальний режим роботи пристрою”. Таке словосполучення і дефініція

його змісту обумовлює суперечність між сутністю цих двох понять. На наш погляд, доцільніше пристрій характеризувати терміном “параметр”, “розрахунковий параметр”, а точніше “розрахункове значення параметра пристрою” - саме його й встановлює чи розраховує конструктор. Таким чином, величину не можна отримати на підставі розрахунків. Це можна зробити тільки по відношенню до її числового значення.

Тепер доречно розглянути може й близькі, але за сутністю зовсім різні, не тотожні поняття - “параметр” та “характеристика”. За словниками [12,13] характеристика: опис, визначення істотних, характерних особливостей, ознак чого-небудь; графічне зображення властивостей чого-небудь за допомогою кривої, який-небудь основний графічний показник чогось. Аналогічно визначає характеристику базовий стандарт (п.111, [5]): залежність між двома або кількома величинами, що характеризують роботу пристрою. Але, наприклад, дефініція поняття “клас точності – характеристика ...” свідчить про те, що не всі розуміють її у відповідності з вищенаведеним визначенням.

Визначення (стосовно техніки) параметра у різних джерелах [12,13,15] практично зводиться до того, що параметр – це величина, що характеризує яку-небудь властивість явища, процесу, системи, технічного пристрою, або змінна величина, від якої залежить значення іншої змінної величини. З електричних параметрів найбільш характерні сила струму, напруга, опір, індуктивність, ємність тощо. Це співпадає і з [16], де параметрами ЕМ вважаються коефіцієнти, що стоять перед незалежними змінними у рівняннях електромеханічного перетворення енергії: активні опори, взаємні індуктивності, індуктивності розсіяння, повні індуктивності обмоток. Базові стандарти, нажаль, не визначають поняття “параметр”. Частковий стандарт, наприклад, з якості електричної енергії визначає параметр (електричної енергії) як величину, “що кількісно характеризує яку-небудь властивість електричної енергії (частоту, напругу, форму кривої напруги, струму)”, тобто ототожнює його з числовим значенням.

А що ж робиться у ДСТУ з ЕМ? Так п 3.1 ДСТУ 2818 [10] стверджує, що нижче наведені геометричні (п.3.2); кінематичні (п.3.3); динамічні (п.3.4); та термодинамічні характеристики. Насправді в таблицях подано не що інше, як позначення параметрів ЕМ. Та й в базовому стандарті з ЕМ ДСТУ 2286 [9] такі характеристики (саме справжні характеристики!) відсутні. Більш того, у визначенні терміну “габарит” (п.2) сказано, що це “геометрична характеристика”. Але вже в дефініції п.3 “єдина серія” написано “із закономерно зростаючими параметрами: номінальною потужністю і габаритом”. Таким чином, останній подано, як параметр ЕМ.

Нерідко ототожнюють між собою поняття “величина” та “параметр”, а також з їхнім числовим значенням. Вони хоч і близькі, але не завжди тотожні поняття. Наприклад, активний, реактивний, повний електричний опори (п.123,126,124) чи провідності

(п.127,125) стандарт [2] визначає через *параметр*. Але такі ж самі електричні властивості, а саме: кондуктанс (п.123), магнітні опір (п.152) та провідність (п.153), імпульсні електричний опір (п.143) і провідність (п.144) в [2] стандартизують через *величину*. В назвах термінів розділу 4 ДСТУ 2267-93 [5] та їх визначенні 26 разів використане слово “значення”. Тому доцільніше назву розділу починати не з слова параметри, а значення параметрів. П.101 та п.102 [5] стандартизують терміни “*параметри неробочого ходу (короткого замикання) електротехнічного виробу (ЕВ)*”, як значення параметрів при роботі виробу в цих режимах. Але російське визначення вже не вживає слово “значення”. І це вірно: параметри не зводяться тільки до їх числового значення. Назви термінів цього стандарту бажано кращого. Наприклад, “*робоче значення параметра ЕВ*” (п.102), “*найбільше (найменше) значення робочого параметра ЕВ*” (п.103). Таким чином, неоднозначність поняття параметр, відсутність його визначення у базових стандартах дає змогу розробникам нових вживати цей термін у різному сенсі.

Подібна ситуація склалася з найбільше вживаним у стандартах словом “номінальний”: в різних стандартах й навіть у межах одного його вживають з різним змістом. Одні стандартизують номінальну величину чи параметр, інші - номінальне значення величини чи параметру: “*номінальна напруга... - параметр...*”, “*номінальна частота – частота...*”, “*номінальне навантаження – значення навантаження...*”. Не дивно, що у дефініції поняття струм перевантаження (п.109), вжите словосполучення “*найбільше номінальне значення*”.

На підґрунті того, що вже написано, проаналізуємо структуру, назву стандарту 3827-98 (Оберткові електричні машини. Характеристики машин. Терміни та визначення) [11]. Стандарт містить 97 понять та термінів, що зосереджені у шістьох розділах (у дужках наведена кількість понять розділу): 3 - Основні величини (8); 4 - Характеристики (6); 5 - Параметри та характеристики величин (39); 6 - Розрахункові величини (13); 7 - Параметри, визначені через відношення величин (11); 8 - Навантаження, режим, номінальний режим (20).

Назві стандарту відповідають тільки третій (основні величини) та четвертий (характеристики) розділи, обсяг останнього найменший у стандарті - 6%. Решта розділів хоч і складають істотну його частину - 85%, але не витікають з його назви. Незрозуміла і перестановка слів у назві стандарту [11] “Оберткові електричні машини”, що виводить його поза бібліографічний ряд інших стандартів [9,10,17].

Не можна усвідомити й зрозуміти назву п'ятого розділу. Які параметри чи характеристики притаманні скалярній величині? Визначення останньої (див вище) їх не передбачає. Недоречно й назва 6-го розділу. Чи може бути розрахунковою напруга мережі, струм? Останні є величинами. Краще цей розділ назвати: розрахункові параметри. У назву восьмого розділу винесено його три окремі терміни. Але за суттю увесь зміст розділу мала б об'єднати назва «режими робо-

ти». Та й доцільніше розташувати його відразу після 3-го, оскільки поняття про різні режими використовуються і в попередніх. Таким чином, стандарт 3827-98 доцільніше було б назвати як і ГОСТ 17154-71, а саме “Машини електричні обертові. Характеристики, розрахункові параметри, режими роботи. Терміни та визначення”, або як розділ 3 ГОСТ 27471-87 [17], який має таку ж назву.

Розглянемо наповнення ДСТУ 3827-98 [11] на прикладі його розділів 3 - *Основні величини* та 4 - *Характеристики*. Як виявляється, у галузі OEM всього 8 (!) основних величин. З них чотири пов'язані з потужністю: *віддавана потужність генератора (двигуна)* (п.3.4, п.3.5), *підвідна потужність до генератора (до двигуна)* (п.3.7, 3.8). Решта чотири: *амперпровідники та ампервитки* (п.3.1, 3.2), *синхронна швидкість* (п.3.3) та “*номінальне значення*” (п.3.6).

До основних неможливо віднести поняття “номінальне значення”. Дійсно, воно визначає “числове значення...”, але не величину. У якості основної в стандарт доцільніше ввести поняття “номінальна величина” чи параметр (струм, напруга, тощо), як це зроблено у ДСТУ 3270-95 [18] на силові трансформатори. Сумнівно й терміни “амперпровідники” чи “ампервитки” віднести до основних. У відповідності з визначенням вони є “добуток...”. Окрім того, що поняття “ампервитки намагнічування” використане у визначенні терміну “характеристика насичення” (п.4.1), усі вище вказані величини не використовують при визначенні інших характеристик електричних машин (розділ 4).

З нашої точки зору, основними є ті електричні, механічні чи інші величини, що характеризують ЕМ і визначають їхні основні параметри, властивості чи характеристики. В першу чергу такими є кутова швидкість обертання ротора (або частота обертання), обертовий момент, ККД, коефіцієнт потужності, струм і напруга якоря, струм збудження, магнітний потік, індуктивності обмоток, магніторушійна сила тощо. Але ні серед основних величин, ні в стандарті з літерних позначень [10] більшості з них немає. Замість поняття “*синхронна швидкість*” (п.3.3), яке відноситься тільки до машин змінного струму, краще було дати дійсно найбільш загальні величини, наприклад “*швидкість кутову механічну*” або “*частоту обертання*”. Вони притаманні усім OEM незалежно від роду струму й фігурують у визначеннях, наприклад механічної або електромеханічної характеристики (п.4.5)а й взагалі, якщо послідовно дотримуватися сутності понять “величина” і “параметр”, то треба зрозуміти, що основні величини вже визначені базовими стандартами з електротехніки [2,3]. Але коли вони стосуються конкретних пристроїв, то це вже їхні параметри. Отже, “магнітна індукція”, як загальне поняття – величина, а “магнітна індукція в основному проміжку OEM” – параметр ЕМ. Тому розділ 3 ДСТУ 3827-98 мабуть треба було назвати: *Основні параметри*. Аналогічне вдосконалення треба зробити і в інших спеціалізованих стандартах.

Розділ 4 ДСТУ 3827-98 містить всього 6 (!) характеристик. Деякі найважливіші характеристики ЕМ

(механічна, робочі, регульовальна, зовнішня тощо) взагалі відсутні. У союзному ГОСТ 17154-71 їх наведено 19, а в стандарті 1987 року ГОСТ 27471 [17] - вже 29. Базовий стандарт з OEM (ДСТУ 2286-93) їх містить - 25. Таким чином, зміст розділів ДСТУ 3827-98 не відповідає твердженню: "встановлює терміни та визначення основних понять стосовно галузі оберткових електричних машин". Таке ж твердження і у передмові ДСТУ 2286-93. Навіщо два стандарти основних понять для однієї галузі? Чому виникла така суперечність? Тому що ні назва, ні найменування та й зміст розділів цього стандарту не відповідають меті. І чи можна вважати його базовим у галузі OEM? На наш погляд, тільки сукупно з ДСТУ 2286-93. Без останнього його таким вважати не можна, оскільки він не містить визначення ЕМ чи її частин. Та й кількість характеристик ЕМ в ньому істотно менша, ніж у ДСТУ 2286-93.

ДСТУ 2286-93 Машини електричні обертові містить 313 термінів у 17 розділах. Але не все гаразд і в ньому. Розділ 14 стандарту має назву: *Характеристики, розрахункові параметри і режими роботи* OEM. А в дійсності він присвячений викладанню характеристик ЕМ. Розділи 15 та 16 мають назви: *Розрахункові параметри* (75 термінів) та *Режими роботи та процеси, пов'язані зі зміною становища машини* (60). Аналізуючи заголовки розділів 14, 15 та 16, можна зробити висновок, що 14-й сформульований не дуже коректно: його змістовна частина до слова *Характеристики* майже повністю дублює назву розділу *Характеристики*, з якої розглянемо ДСТУ з OEM, - правильність, однозначність термінів та їхніх дефініцій. Почнемо з визначення понять "електрична машина" у базовому стандарті ДСТУ 2815-94 (п.4.99) та "електрична обертова машина" у ДСТУ 2286-93 (п.1). У відповідності з першим вона є "електромеханічний перетворювач, який перетворює електричну енергію на механічну та навпаки". У відповідності з другим – "обертова електрична машина – електротехнічний пристрій, призначений для перетворення енергії на основі законів електромагнітної індукції та взаємодії магнітного поля з електричним струмом і містить принаймні дві частини, які беруть участь в основному процесі перетворення і мають можливість обертатися або повертатися одна відносно одної". Таким чином, з одного боку ЕМ – перетворювач, а з другого – електротехнічний пристрій. Але навіть вельми загальне визначення ЕМ у ДСТУ 2815-94 не охоплює їх усі. Наприклад, до ЕМ відносяться однакірні перетворювачі постійного струму в змінний та навпаки, а також синхронні компенсатори [19], які не підпадають під це визначення. З іншого боку, подане визначення ЕМ можна віднести й до інших пристроїв, наприклад, до електричних апаратів з електромагнітним приводом, у яких електрична енергія також перетворюється в механічну. Якщо у відповідності з [20] урахувати можливість існування чисельного ряду ЕМ, у тому числі циліндричних з обертовим рухом, то дефініція OEM у ДСТУ 2286-93 виглядає вузько обмеженою. Під дефініцію OEM не підпадуть не тільки гіпотетичні ЕМ [20], але й реаль-

ні: *індукторна машина* (п.59), *гістерезисний електродвигун* (п.60), *реактивний синхронний двигун* (п.61), *двигун з електромагнітною редукацією* (п.62); *синхронна* (п.90) та *гістерезисна* (п.91) муфти; *реактивний кроковий електродвигун* (п.39) та *кроковий електродвигун з постійними магнітами* (п.40). Визначення OEM суперечить й російському визначенню поняття "гістерезисний момент вращающейся электрической машины" [21]. Можна змінити визначення цих машин або деяких з них (мабуть це і доцільно зробити) так, щоб воно відповідало загальній дефініції OEM. Але в першу чергу слід змінити визначення останньої. І ось чому. Магнітне поле діє на заряд, що рухається під кутом до магнітного поля (сила Лоренца), або на провідник зі струмом, а не на струм. Що ж до згаданих ЕМ, то в них обертовий момент обумовлений взаємодією магнітних полюсів, включаючи прояву анізотропії магнітної провідності по поперечній та повздовжній осях ЕМ. Ще додамо: замість "...на основі законів..." краще писати "...на основі явищ...", бо явище – первинне, а закон – лише його формальний опис.

Тому, на наш погляд, доцільно удосконалити загальне визначення ЕМ, суттю яких є *перетворення енергії на основі використання електричного струму та електромагнітного поля (чи окремих його складових) і відносного механічного руху частин конструкції*. А дефініцію OEM вже можна подавати, як частковий випадок загального визначення з відображенням конструкційних особливостей.

Не дуже вдале визначення у ДСТУ 3827-98 й поняття "електромеханічна характеристика" (п.4.5)— *залежність швидкості обертання електродвигуна від струму якоря за умови, що всі режимні величини залишаються сталими*. Режимні величини – що це? До того ж, мабуть, характеристику доцільніше було б стандартизувати як "швидкісна характеристика", що вже є у базовому стандарті з OEM [9]. Визначення "електромеханічної характеристики" суперечить дефініції терміну "швидкісна характеристика обертового електродвигуна" (п.148). І ось чому. Поняття якій прийняте вживати тільки до (СМ) та колекторних машин постійного струму (п.297). Асинхронні машини під таку дефініцію не підпадають і вживання терміну "якір" у визначенні характеристики істотно її звужує. Недоцільне й використання у дефініції характеристики "швидкість" без додаткового слова *кутова*, оскільки при цьому порушується однозначність поняття.

Ще приклад. П.4.1 визначає характеристику насичення: "залежність між напругою первинної обмотки і струмом збудження чи ампервитками намагнічування в заданих умовах навантаження, швидкості та ін." Використання поняття "первинна обмотка", що не притаманне ЕМ, заплутує сутність цього визначення, оскільки трактування його не може бути однозначним. Якщо автори під первинною обмоткою мали на увазі обмотку якоря в машинах змінного струму (див. ДСТУ 2286, п.225,226), то в цьому випадку дефініція визначає навантажувальну характеристику, яку формулює п.4.2 стандарту. Якщо ж мати на

увазі обмотку збудження, то стосовно машин постійного струму та синхронних взагалі виникає нісенітниця: прямо пропорційна залежність між постійними струмом та напругою (закон Ома). Таким чином, при наведеному визначенні характеристики вона не має сенсу.

Також виникає питання, навіщо стандартизувати “навантажувальну характеристику машини в разі індуктивного навантаження” (п.4.4 [11]), якщо вона є частковим випадком загальної “навантажувальної характеристики” (п.4.2) ЕМ. Та й дефініція терміну п.4.4 викладена не кращим чином: «навантажувальна характеристика до сталого значення струму навантаження та індуктивного його характеру». У відповідності з ним термін «індуктивний» відноситься до струму. А це не відповідає дійсності. Індуктивний характер має навантаження, споживач. Визначення навантаження також викладено не ліпшим чином: «сукупність чисельних значень електричних і механічних величин, які характеризують вимоги до обертових машин з боку електричного кола чи механізму в заданий момент часу». Навантаження може бути сукупністю електричних та механічних величин чи параметрів. Вимоги може формулювати розробник машини до електричного кола, з яким її треба з'єднати, або виробник навантаження, який викладає вимоги до електричного двигуна.

Не зрозуміло, чому стандарт [9] визначає “механічну характеристику електродвигуна”, як “залежність обертового моменту від частоти обертання ротора” (п.146). Загальноприйнятим і правильним є навпаки “залежність частоти обертання ротора від обертового моменту” (незалежною змінною – аргументом є саме момент).

Часткові спеціалізовані стандарти з ЕМ повинні відповідати не тільки один одному, але і базовим у галузі електротехніки [2-4]. Але стандарти з ЕМ, не дивлячись на те, що в розробці деяких з них приймали участь одні і ті ж фахівці, мають багато суперечливостей, не завжди відповідають базовим.

У ДСТУ з ЕМ мають місце різні визначення однакових понять. Наприклад, “кутова характеристика” (п.4.6) ДСТУ 3827-98 визначає залежність кута зміщення ротора (СМ) від активної складової потужності чи від моменту. Але ДСТУ 2286-93 (п.144) визначає “кутову характеристику СМ” через залежність активної потужності від кута вибігу, що не одне і те ж. До того ж, у стандартах визначений лише “кут навантаження СМ” – кут зміщення осі полюсів індуктора СМ з положення неробочого ходу в положення навантаження (п.166), а в п.5.4 така ж сама дефініція для “зміни кута навантаження”. Виходить, що “кут” і “зміна кута” – одне й те ж? І що це за “положення осі полюсів”, відносно чого? Індуктор же обертається, а не стоїть на місці.

Розглянемо, як стандарт з літерних позначень та одиниць виміру у галузі OEM [10] (ДСТУ 2818-94), який є і міждержавним стандартом (ГОСТ 30149-95), корелює з базовими. В розділі 3.6 цього стандарту використаний термін “уявна потужність”. Але в базових [2-4] такого словосполучення не знайти. Остан-

ні визначають та вживають терміни “повна”, “активна”, “реактивна” (але не уявна) потужність. Незрозумілий й термін “магнітне витікання”. Очевидно автори мали на увазі термін “магнітне розсіювання”. Дійсно, в табл.7 (стор.11 [10]) магнітне розсіювання позначено цією ж буквою  $\sigma$ . Неможливо уявити, що у розділі 3.7 визначає термін “Номинальний (табличний)”. В ніякому з стандартів він не визначений. Більш того, стрічкою нижче фігурує термін “номинальний”, але без слова табличний (для позначень величин з субіндексом  $n$  в протилежність номінальному табличному, які позначаються великою літерою  $N$ ). У стандарті відсутні позначення таких магнітних, електричних величин чи параметрів, які широко вживають: МРС  $F$ , індукція магнітного поля  $B$ , магнітний потік  $\Phi$ , повний опір  $Z$ , індуктивність  $L$  та взаємна індуктивність  $M$ . Недоцільним при цьому було й посилення на союзний ГОСТ 1494-77 для позначення тих величин, що не ввійшли у вітчизняний стандарт. Одиниці виміру ДСТУ 2818-94 наводять тільки у міжнародному форматі, а не на державній мові.

Дефініція ковзання в [10] через кутові швидкості (поля збудження статора  $\omega_s$  та механічну  $\Omega_m$ ) формулою  $s=(\omega_s/p-\Omega_m)/(\omega_s/p)$  не відповідає визначенню ковзання через синхронну частоту і частоту обертання ротора (п.195 [11]). Остання базовим стандартом не визначена (визначена асинхронна частота обертання OEM в п.192), як й число пар полюсів  $p$ . Такої формули не знайти в підручниках з електротехніки, а майже усі її величини не визначаються базовими стандартами. Ще більш заплутує сутність зауваження (див. примітку), що для машин змінного струму синхронна кутова швидкість дорівнює  $\omega_0/p$ , де перша величина – еталонна кутова швидкість. Але такого терміна не містить жоден стандарт з ЕМ. Кутова швидкість містить трансцендентне число  $\pi$  і використання формули у такому форматі при числових розрахунках, побудові графіків буде обумовлювати ускладнення, заважатиме її використанню у навчальному процесі.

В ДСТУ з ЕМ термін “момент” часто використовують одноосібно, що не зовсім коректно. Дійсно, є різні види моменту: обертовий, інерції, часу тощо (див., наприклад, таблицю 3 ДСТУ 2818). Причому у випадку “обертового моменту”, наприклад, п.5.1 ДСТУ 3827-98 або п.п.89,90,91,61,123 [9] необхідно вживати саме “обертовий” (це відповідає багатьом джерелам, наприклад, словнику [22]), а не “обертовий” (п.41, ДСТУ 2286) чи інше.

В [6] вже зверталася увага про недоцільність, неприпустимість використання різних словосполучень для позначення одного й того ж поняття не тільки в одному, але й в різних стандартах. Майже кожний стандарт постулює, стверджує, що для кожного поняття встановлюють лише один стандартизований термін. Але практично на ділі виходить зовсім протилежне. Наприклад, для електричного зв'язку елементів кола між собою використовують такі поняття: “сполучення”, “з'єднання” та “злучення”. Не стали винятком й стандарти з ЕМ. Так ДСТУ-3827 використовує у визначенні понять в п.5.11 і 5.12 термін “діє-

вий струм“, а в п.5.15 та 5.16 - “діюче значення струму”. Це приклади неузгодженості термінів однакових понять в ДСТУ 3827 та 2818: “віддавана”-“відбита” потужність, “швидкість”-“кутова швидкість”, “підвідна”-“підведена” потужність, “надперехідна”-“понадперехідна”. Стандарт [10] використовує термін час прискорення (табл.3) , а [11] - час пришивищення (п.5.9), не дивлячись на те, що в попередньому (п.5.8) використане поняття прискорення.

Назви термінів базових стандартів з електротехніки та ДСТУ з ЕМ також не співпадають. Так ДСТУ 2286-93 широко вживає поняття “споживана потужність”, “споживаний струм” (п.148,149, 147), а [3] – споживна потужність (п.3.76). П.8.7 [11] визначає термін “тривалість увімкнення”, а п.5.26 ДСТУ 2815-94 – “тривалість вмикання”. П.8.12, п.8.13 [11] визначають режими короткочасного та повторно-короткочасного навантаження, а п.5.24 та п.5.23 (ДСТУ 2815-94) - короткотривалий та повторно-короткотривалий режими.

П.8.13-8.18 [11] визначають різні режими роботи машини: «режим повторно-короткочасного навантаження», «режим роботи з періодичною зміною швидкості й навантаження» тощо. Всі визначення починаються з словосполучення «режим навантаження...». Але у стандарті визначений лише режим роботи (п.8.5) машини, а не її навантаження. Тому в дефініціях вищезгаданих термінів слід використовувати стандартизовані раніше терміни. Та й “навантаження” з одного боку пристрій, що споживає потужність (п.4.129 [3]), у якого є виробник (п.8.20 [11]), а з другого (п.8.1 [11]) - сукупність чисельних значень, тобто термін навантаження вживають у межах одного і в різних стандартах у двох призначеннях. Тому доцільно стандартизувати обидва, як це зроблено у міжнародному стандарті.

Наведемо ще найбільш поширені та типові помилки, які існують у проаналізованих стандартах.

1. Реальний об’єкт замінюють його моделлю, напрямком - знаком або полярністю тощо.

Наприклад, в п.13 і п.14 [9] оперують з поняттям “знак магнітної індукції”. Але векторну величину характеризує напрямком. У визначенні поняття “ємнісне гальмування обертового асинхронного двигуна” (п.251 [9]) конденсатор ототожнюється з його параметром, тобто ємністю: “застосовується електрична ємність”. Аналогічно, резистор, обмотку (п.249, 250) замінюють їх опором. У терміні “еквівалентний синхронний індуктивний опір” (п.7.4 [11]) – значення синхронного індуктивного опору, яким замінюють під час розрахунків мережі (!) СМ, що працює в заданому режимі”. По - перше, у стандарті відсутнє визначення поняття “синхронний індуктивний опір”, а по - друге - неможливо електричну машину замінити значенням. А ось котушкою, індуктивний опір якої..., можна замінити. І чи може математична величина, тобто яка реально не існує, визначати, обумовлювати, створювати? Наприклад, п.6.4-6.7 [11]: “складова (ідеалізоване поняття, що існує у голові людини) синхронної ЕРС, індукована (!) магнітним потоком (ре-

альна річ), створеним складовою (ідеалізоване) магніторушійної сили...”

2. Вживають не стандартизовані, не визначені або нехарактерні для цієї галузі поняття.

У п.55 ДСТУ 2286 використаний термін “положення магнітного поля”. Але магнітне поле такий параметр не характеризує. В п.79 вжите не стандартизоване словосполучення “зміна фазового положення імпульсів...”. В дефініції характеристики насичення (п.4.1, п.225, п.226 та п.249) використані поняття “нервина”, “вторинна” обмотка, які у галузі OEM не вживають. Немає й понять, що описують режими роботи: реальний (див. п.8.19), “асинхронний режим” (п.7.1). Недоречно використовувати поняття “однофазний змінний струм” (п.49 і п.278), оскільки однофазним є не струм, а коло, наприклад, електричний двигун (п.72, 73, 77).

3. Використовують різні словосполучення для позначення одного і того ж поняття (як у різних стандартах, так і в одному і тому ж).

При визначенні понять п.213 та 214 використане словосполучення “робочий магнітний потік”, а в п.202,299 – “основний магнітний потік”. Двоякість, неоднозначність назв термінів, понять стає на перешкоді користування ними: людина, що не знайома з історією питання, буде вважати їх як не тотожні, а зовсім різні терміни.

4. Не дотримуються порядку розміщення термінів: більш загальні поняття треба ставити попереду, а менш загальні – тільки після них.

Наведемо приклад. Термін “номінальний робочий режим” (п.8.20) стоїть останнім, хоча використовується значно раніше, наприклад, у п.8.4, причому без слова “робочий”. Та й взагалі, на наш погляд, розділ 8 в [11] доцільніше розмістити раніше, оскільки термін “номінальний” вживається в попередніх розділах (п.5.1,5.2,5.5 тощо).

5. Недоцільно використовують у дефініціях числові параметри.

Так в п.47 “електродвигун пульсуючого струму” визначено: двигун, що розрахований на живлення “від випрямляча при пульсації струму більше 10%”. Таким чином, критерієм тут є число 10. Але якщо пульсації струму будуть менші, наприклад 9,99%, то що - це вже не буде електродвигуном пульсуючого струму? В визначенні цього пристрою використано не стандартизоване поняття “пульсації струму”. Краше було використати термін від джерела пульсуючого струму.

6. Російський та український варіанти визначення не співпадають.

Так в визначенні одного поняття є різні по сутності словосполучення: в російській редакції “электрическое торможение”, а в українській - “електричне навантаження”, останнє, до того ж, не визначається у ДСТУ. Дефініція поняття “неробочий хід” (п.8.2) українською та російською мовами також не співпадають.

Завершуючи аналіз, зауважимо, що навіть примітки, рисунки ДСТУ 2818-94 містять помилки. Так примітка 1 до розділу 3.5 “Електричні та магнітні величини”: - “Більшість із пунктів стосуються ма-

шин змінного струму, синхронних машин тільки частково” містить суперечність. Дійсно, СМ є машинами змінного струму. Важко збагнути, чому примітка 2 в цьому ж розділі відноситься до поняття “момент електромагнітний”? Незрозуміло й чому термін “час прискорення номінальний” позначений в [10] як  $T_j$ , не у відповідності з вимогами, що викладені у таблиці 1, тобто з додатковим субіндексом “n”, або “N”. Поняття “Теплота, кількість тепла” як і “енергію” важко віднести до динамічних характеристик (п.3.3 [10]). Мабуть їх доцільніше було перенести у розділ 3.4 “Втрати, теплопередача”. Мають місце тавтологічні вислови у визначенні понять. Наприклад, термін п.4.4 визначає “навантажувальну характеристику машини в разі індуктивного навантаження”. Грішить цим й висловлювання п.5.22-5.28: “досягає значення, що дорівнює  $1/e = 0.368$  від свого початкового значення”. В останньому випадку слід вживати словосполучення “числове значення величини (струму, напруги, тощо) в початковий момент часу”.

В статті наведені приклади основних недоліків та похибок. Наводити усі похибки, безглуздя, нісенітниці, описки у визначеннях чи пропускання частини слів, наприклад в п.7.9, недоцільно: настільки їх багато, що обсяг однієї статті цього не дозволяє. Безумовно, що і автори статті не претендують на абсолютну істину. Тому перш ніж завершити аналіз й перейти до висновків, запрошуємо фахівців з електротехніки, викладачів, усіх, кого цікавлять проблеми стандартизації та розвитку понятійного апарату, до дискусії з розглянутих у статті питань.

#### ВИСНОВКИ

1. ДСТУ з ЕМ суперечать один одному, базовим ДСТУ з електротехніки: терміни, визначення понять не задовольняють вимогам, що викладені в нормативних документах щодо стандартизації, не відповідають логіці розвитку ЕМ.

2. Найбільш недосконалим є ДСТУ 3827-98. Цей стандарт неможливо вважати таким, що визначає терміни та визначення основних понять та характеристик у галузі ОЕМ. Назва, структура стандарту, обсяг і наповнення розділів, терміни та їх визначення не відповідають поставленій меті.

3. Стандарти з ЕМ треба створювати фактично заново, використовуючи системний підхід, та враховуючи вимоги нормативних документів щодо стандартів [7,8], а також зауваження, пропозиції, висновки цієї та попередньої [6] статей.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Стандарти України. Показчик у двох томах. Т.2.- Львів: Леонорм, 2003.- 178 с.
- [2] ДСТУ 2843-94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення. Київ: Держстанд. України, 1995.-67 с.
- [3] ДСТУ 2815-94 Електричні й магнітні кола та пристрої. Терміни та визначення. Київ: Держстандарт України, 1995.-105 с.
- [4] ДСТУ 3120-95 Електротехніка. Літерні позначення основних величин. Київ: Держстандарт України, 1996.-40 с.
- [5] ДСТУ 2267-93 Вироби електротехнічні. Терміни та визначення.- Київ: Держстандарт України,1993.-47 с.
- [6] Латинін Ю.М., Мілих В.І Аналіз базових державних стандартів з електротехніки / Електротехніка та електромеханіка.- 2003.- №.3.- С.77-81.
- [7] ДСТУ 3325-96 Термінологія. Визначення основних понять. Київ: Держстандарт України, 1996.-42 с.
- [8] ДСТУ 3966-2000 Термінологія. Засади і правила розроблення стандартів на терміни та визначення понять. Київ: Держстандарт України, 2000.- 32 с
- [9] ДСТУ 2286-93 Машини електричні обертові. Терміни та визначення.-Київ:Держстанд. України,1994.-120 с.
- [10] ДСТУ 2818-94 (ГОСТ 30149-95) Машини електричні обертові. Позначення літерні та одиниці виміру.- Київ: Держстандарт України, 1995.- 30 с.
- [11] ДСТУ 3827-98 Обертові електричні машини. Характеристики машин. Терміни та визначення. Київ: Держстандарт України, 1999.-39 с.
- [12] Великий тлумачний словник сучасної української мови.- Київ-Ірпінь: Перун, 2001.-1426 с.
- [13] Советский энциклопедический словарь / Научно-редакционный совет: А.М.Прохоров (пред.).- М.: «Советская энциклопедия», 1982.- 1600 с.
- [14] Фізичні величини та їх одиниці. Основні поняття, співвідношення.- Київ: Либідь, 1997.-112 с.
- [15] Политехнический словарь / Гл.ред.ак.И.И.Артоблевский.- М.:«Советская энциклопедия»,1977.-608 с.
- [16] Справочник по электрическим машинам. В 2-х томах. Под ред. И.П.Копылова и Б.К. Клокова, Москва: “Энергоатомиздат”, 1988.- 455 с.
- [17] ГОСТ 27471-87 Машины электрические вращающиеся. Термины и определения.
- [18] ДСТУ 3270-95 Трансформатори силові. Терміни та визначення. Київ: Держстандарт України, 1996.-85 с.
- [19] Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.- 832 с.
- [20] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электро-механических систем.- К.: Наукова думка, 2002.- 288 с.
- [21] Електротехніка. Термінологія. Вып.3. Справочное пособие. М.: Изд-во стандартов, 1989.- 344 с.
- [22] Російсько-український технічний словник. Луцьк: Візор, 1993.- 1047 с.

Надіслано 10.12.2003

## ДАНЬКО ВОЛОДИМИР ГРИГОРОВИЧ

(До 70-річчя з дня народження)

Володимир Григорович народився 15 квітня 1934 року у місті Челябінську. У 1957 році закінчив Харківський авіаційний інститут. Тривалий час працював у науково-дослідному інституті заводу “Електроважмаш” на різних посадах (1957 – 1983 р.р.), в тому числі директором (1978 – 1982 р.р.). З 1983 року - завідувач кафедри загальної електротехніки Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”.

Перший етап наукової діяльності Володимира Григоровича пов'язаний із дослідженням нагріву і охолодження великих електричних машин. За результатами цієї роботи, зокрема вдалося на 10 % підвищити ефективність головного проводу блюмінгу заводу “Азовсталь”. Проведені дослідження лягли в основу його кандидатської дисертації (1964 р.).

Як провідний спеціаліст приймав участь у розробці турбогенераторів потужністю 200, 300 і 500 МВт. При його безпосередній участі створені гідроенергетори, у тому числі капсульного типу, для Київської ГЕС, а також унікальні машин постійного струму для прокатних станів і вугільної промисловості. Він розробив перспективні методи розрахунку температурних полів у електричних машинах різноманітного призначення. На базі виконаних досліджень у 1971 році захистив докторську дисертацію на тему “Теоретичні і експериментальні дослідження нагріву великих електричних машин”.

Другий етап наукової діяльності Володимира Григоровича пов'язаний з технічним використанням надпровідності. Професор Данько В.Г. одним з перших у світі почав займатися проблемами використання надпровідності в електричних машинах. Йому належить теоретичне обґрунтування вибору оптимальної конструкції кріотурбогенераторів з надпровідниковими обмотками збудження, оцінка ефективності їх електромагнітного екранування. Під його керівництвом і з його безпосередньою участю створено макети і дослідні зразки кріогенних електричних машин з використанням надпровідності.

Він був одним з авторів конструкції створеного у НДІ “Електроважмаш” дослідного кріотурбогенератора потужністю 200 кВт, працездатність якого була підтверджена у ході іспитів, проведених спільно з фізико-технічним інститутом низьких температур АН УРСР. Принципи, які були закладені в цю конструкцію широко використовуються у наступних розробках в Україні і за її межами.

На базі теоретичного і практичного обґрунтування проф. Данько В.Г. розробив рекомендації по створенню дослідно-промислового зразка прокатного кріодвигуна потужністю 10 МВт і кріотурбогенератора потужністю 300 МВт, яким притаманні високі техніко-економічні показники. У 1990 році обґрунтував концепцію повністю надпровідникової синхронною машини

без феромагнітного осердя із зовнішнім надпровідниковим екраном і одержав експериментальне підтвердження її працездатності.

За цикл праць з дослідження електромагнітних полів у потужних турбогенераторах і електричних машинах з використанням надпровідності був удостоєний премії імені Г.Ф.Проскури АН УРСР в співавторстві з академіком НАНУ Счастливым Г.Г. і проф. Титко О.І. (1979 р.).

Третій етап наукової діяльності Володимира Григоровича пов'язаний з розробкою нетрадиційних лінійних електромеханічних перетворювачів ударної дії. За його безпосередньою участю був створений повномасштабний дослідно-промисловий макет лінійного синхронно-вентильного двигуна, призначеного для розгону літальних апаратів корабельного базування. Крім того під його керівництвом було теоретично обґрунтовано новий клас кріогенних машин - лінійних імпульсних електродвигунів індукційного типу з кріорезистивними обмотками, які забезпечують високі швидкості на короткій активній ділянці і значні ударні навантаження при малих переміщеннях.

Професор Данько В.Г. опублікував 180 наукових праць і методичних розробок, в тому числі 2 монографії і 2 начальних посібника. Він є автором 60 авторських свідоцтв і патентів України і Росії на винаходи, одним із засновників і головою редакційної колегії науково-практичного журналу “Електротехніка і електромеханіка”, який набув визнання не тільки в Україні, але і в інших країнах.

Проф. Данько В.Г. є багаторічним головою докторської спеціалізованої вченої ради при НТУ “ХПІ” за спеціальностями “електричні машини і апарати” та “техніка сильних електричних і магнітних полів”, а також головою Міжнародного симпозіуму «Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика (SIEMA)», що проходить щорічно в Харкові, починаючи з 2000 року. Член IEEE з 1991 року.

В.Г. Данько прикладає багато зусиль до розширення зв'язків кафедри загальної електротехніки, яку він очолює вже понад 20 років, з найвідомішими навчальними закладами України і Росії. Багато років він приймає активну участь у проведенні Всеукраїнської олімпіади з електротехніки та електроніки, яка останні п'ять років за дорученням Міністерства освіти і науки України проводиться на його кафедрі, а сам він був відзначений почесним знаком “Відмінник вищої школи”.

Ректорат НТУ “ХПІ”, співробітники кафедри загальної електротехніки, численні учні, друзі і колеги щиро вітають Володимира Григоровича з ювілеєм, зичать йому міцного здоров'я, подальшого творчих успіхів.

Редакційна колегія журналу “Електротехніка і електромеханіка” приєднується до цих побажань.



## КРАСНИКОВ ВЛАДИСЛАВ МИХАЙЛОВИЧ

(до 70-річчя від дня народження)

Виповнилось 70 років Владиславу Михайловичу Красникову, Заслуженому працівнику вищої школи Української РСР, Відміннику народної освіти Української РСР, Заслуженому викладачу НТУУ «КПІ», кандидату технічних наук, професору кафедри електромеханіки НТУУ «КПІ».

Владислав Михайлович народився 8 квітня 1934 року в селищі Зуївка Харцизького району Донецької області. У 1957 році закінчив Київський політехнічний інститут за спеціальністю «Електричні машини і апарати» і отримав кваліфікацію інженера-електромеханіка.

Після закінчення навчання, на протязі 4 років працював на Конотопському електромеханічному заводі, де пройшов шлях від інженера до заступника головного конструктора заводу. За розробку нової техніки був нагороджений великою срібною медаллю Всесоюзної виставки досягнень народного господарства СРСР. У 1960 році він вступив до аспірантури КПІ за спеціальністю «Електричні машини і апарати». У 1965 році захистив дисертацію кандидата технічних наук.

З 1963 по 1986 р.р. В.М. Красников працював в Учбово-методичному управлінні по вищій освіті Міністерства вищої та середньої спеціальної освіти УРСР, де пройшов шлях від інспектора до начальника управління та члена колегії міністерства. Вагомий внесок зроблений В.М. Красниковим у розбудову вищої освіти України. На протязі 10 років він виконував обов'язки офіційного представника вищої школи України в європейському центрі вищої освіти CEPES UNESCO. Вивчав досвід організації навчальної роботи у вищих учбових закладах Румунії, Болгарії, Чехословаччини, Франції, Китаю, Великобританії. На протязі ряду років здійснював наукове керівництво міжвузівською тематикою досліджень з науково-методичних проблем. Майже 10 років був головним редактором журналу «Проблеми высшей школы». Результати науково-методичних досліджень узагальнено в його монографії «Высшая школа Украинской ССР. Успехи, проблемы развития» (Вища школа, 1978 р.).

З 1963 року науково-педагогічна діяльність В.М. Красникова безперервно пов'язана кафедрою електромеханіки НТУУ «КПІ», де він пройшов шлях від асистента до професора (1989 р.). Він підготував, поставив та читав курси «Електричні машини» для спеціальностей «Електричні мережі і системи» та «Ки-

бернетика електричних систем»; «Електричні мікромашини систем автоматики» для спеціальностей «Приладобудування» та споріднених з нею; спеціалізовані курси електричних машин для студентів гірничого та електрозварювального факультетів. Остан-

нім часом він підготував і читає три нових дисципліни: «Вступ до електромеханіки», «Виробничі електромеханічні комплекси» та «Ресурсозбереження при експлуатації виробничих електромеханічних комплексів».

Результати наукових і науково-методичних розробок професора Красникова викладено в 120 друкованих працях та 8 підручниках і навчальних посібниках, серед яких: «Електричні мікромашини», Вища школа, 1970; «Электрические микромашины», Вища школа, 1975; «Електромеханіка промислових комплексів», НМК ВО, 1991; «Електромеханіка», Вища школа, 1994, «Вступ до електромеха-

ніки», Політехніка, 2002 та інші.

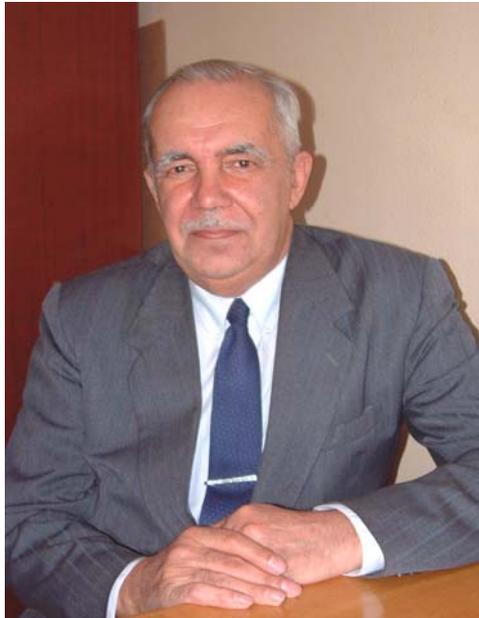
Одночасно з викладацькою роботою В.М. Красников бере активну участь в організаційно-методичній роботі. Він є членом науково-методичної ради з електромеханіки Міністерства освіти і науки України, представляє кафедру в Раді факультету електроенергетехніки та автоматики НТУУ «КПІ».

За вагомий внесок в організаційну, наукову та науково-методичну роботу В.М. Красников нагороджений орденом «Знак Пошани» і медалями, відзначений високим почесним званням «Заслужений працівник вищої школи Української РСР», а також почесними знаками «Відмінник народної освіти» та «За отличные успехи в работе. Высшая школа СССР», та іншими відзнаками. У зв'язку з 80-річчям від дня заснування першої в Україні кафедри електромеханічного спрямування професор Красников відзначений почесним званням «Заслужений працівник НТУУ «КПІ».

Серед колег і студентів Владислав Михайлович користується заслуженою повагою і авторитетом за високий професійний рівень, доброзичливість, скромність і високу працездатність.

Ректорат НТУУ «КПІ», факультет електроенергетехніки та автоматики, співробітники кафедри «Електромеханіка», численні учні, друзі і колеги щиро вітають Владислава Михайловича з ювілеєм і зичать міцного здоров'я, творчої наснаги і здійснення його сподівань.

Редакційна колегія журналу «Електротехніка і електромеханіка» приєднується до цих побажань.





## МІЖНАРОДНИЙ СИМПОЗІУМ ПРОБЛЕМИ УДОСКОНАЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИН І АПАРАТІВ Теорія і практика (SIEMA'2004)



Шановні колеги!

Оргкомітет має честь запросити Вас прийняти участь у 6-му Міжнародному симпозиумі "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика" (SIEMA'2004), який відбудеться 14 - 16 жовтня 2004 р. у НТУ "ХПІ" (61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, електротехнічний корпус).

На симпозиум запрошені:

- завідувачі кафедр електричних машин і апаратів і провідних викладачів вузів України і Росії, країн СНД і далекого зарубіжжя;
- представники науково-дослідних організацій, які займаються електричними машинами і апаратами;
- представники підприємств - розробників електричних машин і апаратів;
- представники підприємств - споживачів електроустановок;
- представники проектних організацій;
- представники комерційних організацій, електротехнічного профілю.

Учасникам симпозиуму надається можливість опублікувати доповіді, а також інформаційні матеріали та інші повідомлення в збірниках праць симпозиуму. Збірники будуть видані до моменту відкриття симпозиуму як спеціальні випуски Вісника Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут" і журналу "Електротехніка й електромеханіка", що входять до Переліку фахових видань ВАК України. Учасники можуть виступити на пленарному засіданні, а також на засіданнях секцій.

Учасникам симпозиуму надається можливість представити зразки своєї продукції на виставці, де будуть демонструватися новітні розробки сучасного електроустановок. З вашими розробками познайомляться споживачі електроустановок.

У рамках симпозиуму передбачається проведення виставки нових навчально-методичних розробок – підручників, посібників, методичних вказівок тощо.

Під час симпозиуму будуть організовані неформальні зустрічі, на яких учасники зможуть отримати і поширити необхідну інформацію.

Для своєчасного видання збірників матеріалів симпозиуму і підготовки експозиції просимо Вас:

- до **30.07.2004 р.** повідомити про намір взяти участь у симпозиумі (заповнити і вислати заявку на адресу оргкомітету симпозиуму): 61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПІ", кафедра електричних апаратів;
- до **30.09.2004 р.** перерахувати *благодійний внесок у фонд Симпозиуму* (без ПДВ), розмір якого визначається організаційним внеском, а також коштами за публікацію доповідей, інформаційно-рекламних матеріалів і експозицію продукції на р/р 35224011000076 Банку УДК у Харківській обл., МФО 851011, НТУ "ХПІ", ЗКПО 02071180 (з позначкою: "Симпозиум"). Про перерахування просимо повідомити в оргкомітет по телефону або E-mail.
- до **30.08.2004 р.** направити на адресу оргкомітету доповіді і супутні матеріали (вимоги до оформлення приведено на стор. 112-113), а також інформацію про навчально-методичні розробки, що будуть представлені на виставці.

Оргкомітет буде вдячний Вам за поширення даної інформації серед колег, зацікавлених прийняти участь у симпозиумі.

Голова оргкомітету  
Заступники голови:

Л.Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ  
А.П. Марченко,  
Кравець В.О.,  
Вороновський Г.К.,  
В.Г. Данько  
Б.В. Клименко

Додаткова інформація -  
по телефонах: (0572) 40 02 81, 40 09 76, 40 04 27.  
E-mail - kbv @ kpi.kharkov.ua

### НАПРЯМКИ ПРОГРАМИ СИМПОЗІУМУ

- Проблеми теорії і практики електричних машин та апаратів;
- Техніка сильних електричних та магнітних полів;
- Теоретична електротехніка;
- Електричний транспорт;
- Електричні станції;
- Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка".

### КАЛЕНДАР СИМПОЗІУМУ

14.10.2004 р.	
9:30 - 13:00	Заїзд і розміщення учасників
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 17:00	Нарада завідувачів кафедр
14:00 - 17:00	Експерсії на ТЕЦ 5
15.10.2004 р.	
9:30 - 10:30	Реєстрація учасників
10:30 - 11:00	Відкриття симпозиуму
11:00 - 13:00	Пленарне засідання
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 18:00	Засідання секцій
19:00 - 22:00	Банкет для учасників і почесних гостей
16.10.2004 р.	
10:00 - 13:00	Засідання секцій
13:00 - 14:00	Обід
14:00 - 16:00	Пленарне засідання
10:00 - 16:00	Робота виставки
16:00	Закриття симпозиуму

### РОБОЧІ МОВИ СИМПОЗІУМУ:

українська, російська

### УМОВИ УЧАСТІ В СИМПОЗІУМІ:

- організаційний внесок - екв. 30€; оплата здійснюється у гривнях за курсом НБУ;
  - оплата експозиції – екв. 12€ за 1 м<sup>2</sup>;
  - оплата публікацій у збірнику:
    - ◊ доповідей – екв. 2.5€ за 1 сторінку;
    - ◊ інформаційних і рекламних матеріалів – екв. 8€ за 1 сторінку.
- Оплата здійснюється перерахуванням на розрахунковий рахунок у термін, зазначений вище, або на місці після прибуття. В останньому випадку розмір оплати збільшується на 10%.

До організаційного внеску включаються витрати по організаційно-технічному забезпеченню симпозиуму, поштові витрати і витрати на харчування в рамках програми симпозиуму (банкет і три обіди). Кожен учасник симпозиуму отримує програму, а також збірники доповідей та інформаційних матеріалів симпозиуму, вартість яких включається до організаційного внеску.



# МЕЖДУНАРОДНЫЙ СИМПОЗИУМ ПРОБЛЕМЫ СОВЕРШЕНСТВОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН И АППАРАТОВ Теория и практика (SIEMA'2004)



Уважаемые коллеги!

Оргкомитет имеет честь пригласить Вас принять участие в 6-м Международном симпозиуме "Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика" (SIEMA'2004), который состоится 14-16 октября 2004 г. в НТУ "ХПИ" (61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, электротехнический корпус).

На симпозиум приглашены:

- заведующие кафедрами электрических машин и аппаратов и ведущих преподавателей вузов Украины и России, стран СНГ и дальнего зарубежья;
- представители научно-исследовательских организаций, которые занимаются электрическими машинами и аппаратами;
- представители предприятий - разработчиков электрических машин и аппаратов;
- представители предприятий - потребителей электрооборудования;
- представители проектных организаций;
- представители коммерческих организаций, электро-технического профиля.

Участникам симпозиума предоставляется возможность опубликовать доклады, а также информационные материалы и другие сообщения в сборниках работ симпозиума. Сборники будут изданы к моменту открытия симпозиума как специальные выпуски Вестника Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" и журнала "Электротехника и электромеханика", которые входят в Перечень профессиональных изданий ВАК Украины. Участники могут выступить на пленарном заседании, а также на заседаниях секций.

Участникам симпозиума предоставляется возможность представить образцы своей продукции на выставке, где будут демонстрироваться новейшие разработки современного электрооборудования. С нашими разработками познакомятся потребители электрооборудования.

В рамках симпозиума предполагается проведение выставки новых учебно-методических разработок - учебников, пособий, методических указаний и т.п.

Во время симпозиума будут организованы неформальные встречи, на которых участники смогут получить и распространить необходимую информацию.

Для своевременного издания сборников материалов симпозиума и подготовки экспозиции просим Вас:

- до **30.07.2004 г.** сообщить о намерении принять участие в симпозиуме (заполнить и выслать заявку в адрес оргкомитета симпозиума): 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрических аппаратов;
- до **30.09.2004 г.** перечислить *в фонд Симпозиума благотворительный взнос* (без НДС), размер которого определяется организационным взносом, а также средствами за публикацию докладов, информационно-рекламных материалов и экспозицию продукции на р/р 35224011000076 Банку УДК в Харьковской обл., МФО 851011, НТУ "ХПИ", ЗКПО 02071180 (с пометкой: "Симпозиум"). О перечислении просим сообщить в оргкомитет по телефону или E-mail.
- до **30.08.2004 г.** направить в адрес оргкомитета доклады и сопутствующие материалы (требования к оформлению приведено на стр. 112-113), а также информацию об учебно-методических разработках, которые будут представлены на выставке.

Оргкомитет будет признателен Вам за распространение данной информации среди коллег, заинтересованных принять участие в симпозиуме.

Председатель оргкомитета  
Заместители председателя:

Л.Л. ТОВАЖНЯНСКИЙ  
А.П. Марченко,  
В.О. Портной,  
Г.К. Вороновский,  
В.Г. Данько  
Б.В. Клименко

Дополнительная информация -  
по телефонам: (0572) 40 02 81, 40 09 76, 40 04 27.  
E-mail - kbv @ kpi.kharkov.ua

## НАПРАВЛЕНИЯ ПРОГРАММЫ СИМПОЗИУМА

- Проблемы теории и практики электрических машин и аппаратов;
- Техника сильных электрических и магнитных полей;
- Теоретическая электротехника;
- Электрический транспорт;
- Электрические станции;
- Содержание образования по направлениям подготовки "Электротехника" и "Электромеханика".

## КАЛЕНДАРЬ СИМПОЗИУМА

14.10.2004 г.

9:30-13:00	Заезд и размещения участников
13:00-14:00	Обед
14:00-17:00	Совещание заведующих кафедрами
14:00-17:00	Экскурсии на ТЭЦ 5

15.10.2004 г.

9:30-10:30	Регистрация участников
10:30-11:00	Открытие симпозиума
11:00-13:00	Пленарное заседание
13:00-14:00	Обед
14:00-18:00	Заседание секций
19:00-22:00	Банкет для участников и почетных гостей

16.10.2004 г.

10:00-13:00	Заседание секций
13:00-14:00	Обед
14:00-16:00	Пленарное заседание
10:00-16:00	Работа выставки
16:00	Закрытие симпозиума

## РАБОЧИЕ ЯЗЫКИ СИМПОЗИУМА:

украинский, русский

## УСЛОВИЯ УЧАСТИЯ В СИМПОЗИУМЕ:

- организационный взнос - экв. 30€; оплата осуществляется в гривнах по курсу НБУ;
- оплата экспозиции - экв. 12€ за 1 м<sup>2</sup>;
- оплата публикаций в сборнике:
  - ◊ докладов - экв. 2.5€ за 1 страницу;
  - ◊ информационных и рекламных материалов - экв. 8€ за 1 страницу.

Оплата осуществляется перечислением на расчетный счет в срок, указанный выше, или на месте по прибытии. В последнем случае размер оплаты увеличивается на 10%.

В организационный взнос включаются расходы по организационно-техническому обеспечению симпозиума, почтовые расходы и затраты на питание в рамках программы симпозиума (банкет и три обеда). Каждый участник симпозиума получит программу, а также сборники докладов и информационных материалов симпозиума, стоимость которых также включается в организационный взнос.

## Список авторів

<b>А</b>	<b>М</b>
Алаев Павел Николаевич ..... 46	Мілих Володимир Іванович ..... 95
Антоненко Наталия Сергеевна ..... 54	Мухаметшин Нафис Анисович ..... 66
<b>Б</b>	<b>П</b>
Байда Евгений Иванович ..... 5	Панасенко Надія Миколаївна ..... 89
Баранов Михаил Иванович ..... 70, 74	Паначевный Борис Иванович ..... 14
Батыгин Юрий Викторович ..... 80	Пентегов Игорь Владимирович ..... 38
Беспрозванных Анна Викторовна ..... 8	
Богданова Людмила Евгеньевна ..... 51	<b>Р</b>
<b>В</b>	Рымар Сергей Владимирович ..... 38
Верхола Александр Владимирович ..... 11	<b>С</b>
Вороновский Геннадий Кириллович ..... 85	Середа Александр Григорьевич ..... 26
<b>Г</b>	Сосков Анатолий Георгиевич ..... 46
Габдрахманов Ч. .... 66	Соскова Инна Анатольевна ..... 46
Гелярская Оксана Анатольевна ..... 26	Степанова Галина Александровна ..... 14
Грайворонский Виктор Андреевич ..... 14	<b>Т</b>
<b>Е</b>	Терешин Виктор Николаевич ..... 51
Ерисов Анатолий Васильевич ..... 26	<b>Х</b>
<b>Ж</b>	Хворост Микола Васильович ..... 89
Жорняк Людмила Борисовна ..... 15	Хименко Лев Тимофеевич ..... 80
	Худяев Александр Андреевич ..... 54
<b>З</b>	<b>Ч</b>
Золотухин Леонид Анисимович ..... 85	Чабан Василь Йосипович ..... 61
<b>И</b>	Чебитько Анатолий Евгеньевич ..... 54
Игнатенко Андрей Геннадьевич ..... 8	Чувашев Виктор Анатольевич ..... 66
Игнатенко Николай Николаевич ..... 70	Чумак Володимир Анатолійович ..... 89
<b>К</b>	<b>Ш</b>
Козлов Владимир Владимирович ..... 18	Шумилов Юрій Андрійович ..... 64
Колобовский Анатолий Кузьмич ..... 70	<b>Я</b>
Крюкова Наталья Валерьевна ..... 26	Яковлев Александр Иванович ..... 14
<b>Л</b>	
Латинін Юрій Миколайович ..... 95	
Лавинский Владимир Иванович ..... 80	
Лебедев Владимир Александрович ..... 22	
Луников Валерий Сергеевич ..... 26	
Любимова Лариса Александровна ..... 34	

# Abstracts

## Electrical Mashines and Apparatus

- Baida J.I.*  
**Computation of external magnetic field produced by complete distributive device.**  
The mathematical model of calculation of the quasi-stationary electromagnetic field produced by a complete distributive device is considered in the simplified variant. Dependences of the field module induction and eddy currents density from the device shell and its material are obtained.  
*Key words* – complete distributive device, magnetic field, induction, eddy currents density.
- Bezprozvannkh A.V., Ignatenko A.G.*  
**Optimization of a construction of network cables on a attenuation coefficient in zone of tolerances of geometric sizes of parameters of transmission.**  
The transfer rate of an information and distance, to which it can be transmitted, depends on a attenuation coefficient of a cable. At an optimum construction of the cable its attenuation coefficient is minimal. The use of modern electroisulation materials creates conditions for signaling in a high-frequency range without optimization of cable constructions.  
*Key words* - network cables, attenuation coefficient, characteristic impedance, modern electro isolation materials.
- Verkhola A.V.*  
**Prospects of special current transformer using for wear compensation in the synchronous vacuum contactor.**  
The mechanism of time anticipation regulation conditioned by contacts linear wear in vacuum arc extinguish chambers is considered in a synchronous vacuum contactor. The dependences of contacts linear wear from switching cycles, showing expedience of acceptance of measures on stabilization of forestalling time, are resulted. For compensation of the time changes it is suggested to use properties of a special current transformer.  
*Key words* - synchronous vacuum contactor, contacts linear wear, anticipation time, regulation, current transformer.
- Grajvoronsky V.A., Panachevny B.I., Stepanova G.A., Jakovlev A.I.*  
**Non-collector DC motor.**  
A new DC electric motor construction without collector is offered. It has two armatures mounted on one arbor and slip rings with sweepers. The system of equations for determining of diagnosed parameters in the motor is received on the base of its experimental sample. The DC machine can work both engine and generator.  
*Key words* – DS motor, construction, two armatures, slip rings, sweepers.
- Jornjak L.B.*  
**Computation of heating time in complete distributive device at its accelerated test regimes on the base of experimental and theoretical temperatures.**  
In the paper experimental temperatures data concerning various temperature test regimes of complete distributive device are examines. The computation algorithm for determining of heating time in the device current circuits is given.  
*Key words* - complete distributive device, heating time, accelerated heat test, algorithm.
- Kozlov V.V.*  
**Modeling of heat processes in power transformers disk windings by the Finite element method.**  
Heat processes in disk windings of power transformers are computed using the Finite element method. Oil flow in horizontal canals of these windings taking into account at the computations. The origin of the throughout flows in the horizontal canals are analyzed.  
*Key words* – power transformer, winding, heat, modeling, Finite element method.
- Lebedev V.A.*  
**Problems of welding in magnetic fields.**  
In the paper it is shown, that the terms of modern production predetermine the necessity of welding on objects at presence of magnetic fields. The arc welding processes in the external transversal magnetic field are considered provided with transferring of electrode metals through arc and without it. Estimates of external magnetic field induction are chosen. On the base of these estimates technical means for reduction of the fields action can be proposed.  
*Key words* – welding, magnetic field, induction, estimates, measuring, reduction.
- Lupikov V.S., Sereida A.G., Krjukova N.V., Geljarovskaja O.A., Erisov A.V.*  
**Analysis of typical errors in designing of transformers with low levels of their external magnetic field. Features and typical errors of power transformers designing with low levels of their external magnetic field are considered.**  
*Key words* - transformer, external magnetic field, magnetic system, asymmetry.
- Lyubimova L. A.*  
**Structural synthesis and research of the inductive-dynamic motor with non-conventional form of active elements.**  
The area of existence of electromechanical induction impulse converters, which realize translation, is determined. The directed synthesis of electromechanical object is carried out and the design of motor is developed on its basis. The researches of

the inductive-dynamic motor with the non-conventional form of active elements are carried out.

**Key words - inductive-dynamic motor, active elements, designing, directed synthesis.**

*Pentegov I.V., Rymar S.V.*

**Features of leakage inductances computations in transformers with heightened magnetic dispersion fluxes.**

The methods of leakage inductances computation in power transformers with the heightened magnetic dispersion fluxes got further development. Improved formulas for calculation of leakage inductances of basic types of the transformers are obtained. Such transformers are used in the transforming devices, sources of power supplies combined with filters of higher current harmonics, and in the sources of welding arc.

**Key words – transformers, heightened magnetic dispersion fluxes, leakage inductance, design procedure, power supplies, filters of higher current harmonics.**

*Soskov A.G., Alaev P.N., Soskova I.A.*

**Superfast contactless disconnecting switches on completely controlled power solid state devices.**

The principles of construction of superfast contactless disconnecting switches using completely controlled power semiconducting devices are reviewed. The areas of these switches rational application are determined. Different ways of dispersion of power circuit energy accumulated in inductances of network and load are analyzed. Analytical expressions for the energy computation are offered.

**Key words – contactless disconnecting switch, commutation, controlled semiconducting device, accumulated energy.**

*Tereshin V.N., Bogdanova L.E*

**Some aspects of protection efficiency rising in the low-voltage electrical equipment.**

Some ways of circuit breakers improving by decreasing variation of their protective characteristics are considered with an account of materials property, constructions of thermal trip and mechanism of free unlinking and method of their calibration.

**Key words – low-voltage electrical equipment, circuit breaker, protective characteristics, thermal trip.**

*Khudyaev A.A., Chebitko A.E., Antonenko N.S.*

**Iterative type of two-motor progressive final-control device for higher precision electric drives.**

The chart of construction and the principle of action of the iterative type two-motor progressive final-control device are considered. The construction of working mechanism for two-channel linear synchronous feed electric drive intended for a me-

chanical working machine tool is given. Proposed device can be used in the iterative type two-channel drive conditioned to considerable inertial loading. It allows substantially promoting dynamic and static precision of working organ at saving of power influences on an object.

**Key words - electric drive, linear synchronous motor, two-motor progressive final-control device, working organ, precision, force elastic transmission.**

*Chaban V.I.*

**Combined algorithm for analyzing of established processes in electrical devices.**

A method of speed-up search of forced periodic regimes in electrical devices is offered. The method is based on construction of model sensible to initial conditions of, and used naive algorithm properties. Such approach gave possibility substantially to lower the order of the first variation differential equations, and also to investigate systems described by high order differential equations. The results of computation are given.

**Key words - electrical device, periodic process, modeling, differential equations of the first variation, algorithm.**

*Shumilov Ju.A.*

**State of problem of vibration and acoustic researches of electric machines in the world.**

Summarizing analysis of scientific reports of International seminars from vibrations and acoustic noise in electric machines: May, 25 - 26, 1998, Veten, France; June 1 - 3, 2000, October, 17 - 18, 2002, Lodz, Poland.

**Key words – electric machines, vibration, acoustic noise.**

*Chuvashhev V.A., Moukhametchine N.A., Gabdrakhmanov Ch.*

**Explosion-proof induction motor with anisotropic copper bars conductivity of its die-casting rotor.**

Mathematical model describing the electromechanical processes in an induction motor with anisotropy copper bars is proposed. The model takes into account constructional features of explosion-proof induction motors. Results of its developing and bringing into production of unified series of the motors are presented.

**Key words – induction motor, rotor, anisotropic copper bars.**

38

46

51

54

61

64

66

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I., Ignatenko N.N., Kolobovskiy A.K.

**Experimental-analytical determination of the electro thermal destruction specific energy in copper wires under action of great impulse currents.**

Approximated value of the electro thermal destruction specific energy in thin copper wires is determined by using of calculated-experimental method. Wires WEV-2 of 20 m long covered by enamel isolation have been electrically exploded by great sinusoidal impulsive currents. These currents were created in the discharge circuit of a power capacity energy accumulator with output working voltage 1,6 MV and reserving electrical working energy of 160 kJ value.

**Key words – copper wires, sinusoidal impulsive currents, power capacity energy accumulator, electrical explosion, electro thermal destruction specific energy.**

Baranov M.I.

**Thermal field penetration inside the massive AC conductor.**

An analytical formula for computation of thermal skin layer thickness in a flat unmagnetic conductor is obtained provided current in the steady mode of operation changed as damped sinusoidal function of time. The formula recommended for

70

electro thermal computations related to electro-physic, radio and electrotechnical problems.

**Key words – massive unmagnetic conductor, alternative current, thickness of thermal skin layer, electro thermal computation.**

Batygin Yu.V., Lavinsky V.I., Khimenko L.T.

**The physical bases of the magnetic fields energy technological applications for the thin-walled metal working.**

The present work is dedicated to account of the possible directions physical bases of the magnetic pulse force action practical usage on the thin-walled metal objects. The suggested directions and according methods are united by common name of the operation being fulfilled (the flat stamping). As well they are united by common physical idea for their realization the essence of which consists in the magnetic field intensity space-time distribution creation. Their difference consists in the excited ponder-motor forces direction. For the first time an effect of the thin-walled metal attraction by the pulse magnetic fields is described. A hypothesis about a physical essence of the displayed phenomenon is suggested. The possibility and conditions of its displaying for conductors with cylindrical geometry is based.

**Key words - pulse magnetic fields, ponder-motor force, attraction, thin-walled metal.**

74

## Electric Station

Voronovsky G.K., Zolotuhin L.A.

**Approach to the decision of heat supplying prognostication task in a town on the basis of Data mining technology.**

The prognostication tasks of centralized heat supplying are examined in the paper on the basis of Data mining technology. For this purpose supplying processes and present methods of prognostication

85

are analyzed. The software developed as appendices to Microsoft Excel system is resulted. On the basis of the software numeral calculations of heat supplying are conducted in relation to short- and medium-term prognostication.

**Key words - centralized heat supplying, prognostication, Data mining technology, software.**

## Electric Transport

Hvorost N.V., Chumak V.A., Panasenko N.N.

**Comparative estimation of switched completes of two- and three-phase tractive asynchronous electric drives.**

Questions related to using of two-frequency-managed asynchronous electric drive in tractive power transmissions of electro-mobile composition are considered. Power charts for two- and three-

89

phase asynchronous electric drives with short circuit protection blocks of their engines at failures in tension invertors are analyzed on accordance of their switched completes to ration power.

**Key words - electric drive, tractive power transmission, inverter, short circuit protection blocks.**

## Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

Latynin Yu.M., Milykh V.I.

**Analysis of State Electric Machine Standards.**

State standards in rotating electric machines that define their general notions, parameters and performance specifications are analyzed on the basis of system approach. Conclusion is made that these standards insufficiently correlate both with

95

each other and the fundamental ones. Terms definitions in the standards mismatch their essence and contradict each other. The standards need revising, namely, concerning their structures and definitions.

**Key words - electric machines, standards, analysis, general notions, parameters, performance specifications.**

ISBN 966-593-254-3  
ISBN 966-593-255-1

**ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ**

*Електротехніка і Електромеханіка*  
*Электротехника и Электромеханика*  
*Electrical engineering & Electromechanics*  
**2004'2**

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов  
Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 20.05.2004 р.  
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy  
Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 14,25.  
Наклад 300 прим. 1-й завод - 110. Зам. № 696. Ціна договірна.

---

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

---

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44

---