

EIE Електротехніка і Електромеханіка

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



Електротехніка і Електромеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2004'1



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2004'1**

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

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

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)

Маслієв 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

© Національний технічний університет "ХПІ", 2004

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Байда Е.И	Расчет динамики электромагнита постоянного тока по данным статического расчета потягосцепления и силы методом конечных элементов	5
Беликова Л.Я., Смирнов С.Б.	Влияние ёмкости конденсатора на пусковые и рабочие свойства АКД	8
Болюх В.Ф., Лысенко Л.И.	Параметрический синтез электромеханических преобразователей с использованием генетических алгоритмов	12
Бялобржеский А. В., Ломонос А. И.	Исследование нелинейностей электромеханических преобразователей энергетическим методом	19
Головань В.І., Головань І.В.	Втрати енергії в феромагнітному магнітопроводі індукційного регулятора в колі ротора асинхронного двигуна при динамічних режимах	23
Заболотный И.П.	Влияние погрешности каталожных данных асинхронного двигателя на электромагнитные параметры и параметры нестационарных режимов	29
Игуменцев Е.А., Прокопенко Е.А., Марчук Я.С.	Статистические критерии при нормировании вибрации газоперекачивающих агрегатов	33
Кныш С.Ю., Смирнитская М.Б.	Оценка качества организации охраны труда на атомной электростанции с использованием контрольных карт	38
Лущик В.Д., Козьменко О.О.	Оптимізація короткозамкненої роторної обмотки для каскадного режиму роботи чотириполюсного асинхронного двигуна	42
Милых В.И., Дубинина О.Н.	Расчет вихревых токов и потерь мощности в сегментах крайнего пакета статора турбогенератора	44
Пуйло Г.В., Левин Д.М., Трищенко А.В.	Подсистема автоматизированного синтеза силовых трансформаторов со слоевыми обмотками.	49
Родькин Д.И., Черный А.П., Сычев С.Д., Мартыненко В.А.,	Характеристики асинхронного двигателя с учетом старения стали	53
Ставинский А.А.	Проблема и направления дальнейшей эволюции устройств электромеханики	57

Техніка сильних електричних та магнітних полів

Баранов М.И.	Приближенный расчет минимальной температуры плазмы при электрическом взрыве проводников под воздействием больших импульсных токов	62
--------------	---	----

Теоретична електротехніка

Вороновский Г.К., Козлоков А.Ю., Сергеев С.А., Махотило К.В.	Анализ тенденций изменения структуры электропотребления в быту	66
Завгородній В.Д.	Езотеризм операторів теоретичної електромеханіки	70
Кравченко А.И., Бовда А.М	Об измерении магнитной анизотропии с использованием комбинированного магнита	75
Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В.	Об ошибках, допущенных при постановке проблемы "выбора условно положительных направлений"	77
Себко В.П., Титова Н.В.	Модификации двухпараметрового контактного электромагнитного метода	83

Електричний транспорт

Хворост Н.В., Чумак В.А.	Режимы работы сетевого фильтра тяговой электропередачи с полупроводниковыми преобразователями магистрального электроподвижного состава постоянного тока	87
Зміст освіти за напрямами підготовки "Електротехніка" і "Електромеханіка"		
Загірняк М.В.	"Ідея університету" в Україні (до дискусії на шостій щорічній конференції програми ім. Фулбрайта в Україні)	93
Список авторів		96
Abstracts		97
Перелік публікацій 2003 року		100

ШАНОВНІ ЧИТАЧІ!

Науково-практичний журнал "Електротехніка і Електромеханіка" – підписне видання. Вартість підписки на рік — 90,96 грн., на квартал — 22,74 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. Журнал зареєстровано як фаховий з № 1 за 2002 рік.

РАСЧЕТ ДИНАМИКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТА ПОСТОЯННОГО ТОКА ПО ДАННЫМ СТАТИЧЕСКОГО РАСЧЕТА ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЯ И СИЛЫ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

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

Розглянуто удосконалений метод розрахунку динамічних характеристик електромагніту постійного струму з урахуванням індуктивності розсіювання і вихрових струмів на базі двовірної апроксимації даних, отриманих з розрахунку статичних характеристик магніту методом кінцевих елементів.

Рассматривается усовершенствованный метод расчета динамики электромагнита постоянного тока с учетом индуктивности рассеяния катушки и вихревых токов на основе двумерной аппроксимации данных, полученных из расчета статических характеристик магнита методом КЭ.

Известно, что наиболее точным расчетом статических тяговых характеристик электромагнитного механизма постоянного тока является метод конечных элементов [1,2]. Однако, динамические расчеты этим методом затруднительны, так как требуют перестройки пространственной сетки на каждом временном шаге. В этой связи возникает вопрос о возможности использования в динамических расчетах данных, полученных при статическом расчете электромагнитного механизма. Такой метод описан в [3]. В работе [3] рассмотрены электромагниты с концентрическими катушками, которые в первом приближении можно рассматривать как катушку с бифилярной намоткой и поэтому собственную индуктивность катушек можно не учитывать. Для традиционных электромагнитов такое допущение приводит при расчетах к мгновенному скачку тока катушки в начальный момент времени, что не может происходить по физическим соображениям. В настоящей статье предлагается усовершенствованный метод расчета динамики электромагнита постоянного тока с учетом индуктивности рассеяния катушки и вихревых токов на основе двумерной аппроксимации данных, полученных из расчета статических характеристик магнита методом КЭ.

Исходными данными для динамического расчета являются:

- геометрия и обмоточные данные электромагнита;
- материал магнитопровода;
- значения приведенного по потокосцеплению магнитного потока и электромагнитной силы при фиксированных значениях хода якоря и ампервитках системы, полученные из проверочного расчета методом конечных элементов;
- противодействующая характеристика.

Для упрощения расчетных соотношений вводятся следующие обозначения:

$$\Phi_{\Psi}(\delta_i, F_j) = \Phi_{i,j}, Q(\delta_i, F_j) = Q_{i,j}, \quad (1)$$

где $\Phi_{\Psi}(\delta_i, F_j)$ - магнитный поток, приведенный по потокосцеплению, при фиксированных значениях хода якоря и ампервитках системы; $Q(\delta_i, F_j)$ - электромагнитная сила при фиксированных значениях

хода якоря и ампервитках системы; δ_i - фиксированные значения хода якоря; F_j - фиксированные значения ампервитков системы.

Рассмотрим расчет динамики электромагнита на основании предлагаемого метода.

Исходные уравнения электрической цепи:

$$\begin{cases} U_c = r_1 \cdot i_1(t) + L_1 \cdot \frac{di_1(t)}{dt} + w \cdot \frac{d\Phi_{\Psi}(t)}{dt} \\ 0 = r_2 \cdot i_2(t) + \frac{d\Phi_{\Psi}(t)}{dt} \\ F = w \cdot i_1(t) + i_2(t) \end{cases} \quad (2)$$

где индекс 1 относится к катушке, а индекс 2 - к контуру вихревых токов [3], U_c - напряжение сети; r - активное сопротивление катушки и контура вихревых токов; L_1 - индуктивность рассеяния катушки; w - число витков катушки; $i(t)$ - токи катушки и вихревого контура; F - ампервитки системы.

Уравнение движения:

$$\begin{cases} m \cdot \frac{dv}{dt} = Q(\delta, F) - P(\delta) \\ \frac{d\delta}{dt} = v \end{cases} \quad (3)$$

где m - приведенная масса; v - скорость; P - противодействующая сила; δ - ход якоря.

Запишем систему (2) в конечно-разностном виде для моментов времени $k+1$ используя неявную схему Эйлера [4]:

$$\begin{aligned} U_c^{k+1} + \frac{L_1}{dt} \cdot i_1^k &= r_1 \cdot i_1^{k+1} + \frac{L_1}{dt} \cdot i_1^{k+1} \\ &+ w \cdot \frac{\Phi_{\Psi}^{k+1} - \Phi_{\Psi}^k}{dt} \\ 0 &= r_2 \cdot i_2^{k+1} + \frac{\Phi_{\Psi}^{k+1} - \Phi_{\Psi}^k}{dt} \\ F^{k+1} &= w \cdot i_1^{k+1} + i_2^{k+1} \end{aligned} \quad (4)$$

Перепишем первое уравнение, выразив ток катушки через ампервитки на $k+1$ временном слое:

$$U^{k+1} = \frac{z}{w} \cdot F^{k+1} + \frac{w_1}{dt} \cdot \Phi_{\Psi}^{k+1}, \quad (5)$$

где $U^{k+1} = U_c^{k+1} + \frac{L_1}{dt} \cdot i_1^k + \frac{w}{dt} \cdot \Phi_{\Psi}^k, z = \frac{r_1}{w} + \frac{L_1}{w \cdot dt},$

$$w_1 = \frac{r_1}{r_2 \cdot w} + \frac{L_1}{r_2 \cdot w \cdot dt} + w, dt - \text{шаг по времени.}$$

В (5) неизвестными являются Φ^{k+1} и F^{k+1} . Для их определения необходимо воспользоваться данными, полученными из статического расчета магнита методом КЭ. Для этого допустим, что механические процессы имеют много большую постоянную времени, чем электрические. Кроме того, предположим, что $F_j < F^{k+1} < F_{j+1}$, а $\delta_i < \delta^k < \delta_{i+1}$. Тогда зависимость потокосцепления в функции хода и ампервитков можно аппроксимировать зависимостью:

$$\Phi_{\Psi}^{k+1} = a_0 + a_1 \cdot (\delta^k - \delta_i) + a_2 \cdot (F^{k+1} - F_j) + a_3 \cdot (\delta^k - \delta_i) \cdot (F^{k+1} - F_j), \quad (6)$$

где коэффициенты $a_0 - a_3$ определяются по формулам:

$$a_0 = \Phi_{i,j}; a_1 = \frac{\Phi_{i+1,j} - \Phi_{i,j}}{h_{\delta}}; a_2 = \frac{\Phi_{i,j+1} - \Phi_{i,j}}{h_F}; \quad (7)$$

$$a_3 = \frac{\Phi_{i+1,j+1} - \Phi_{i+1,j} - \Phi_{i,j+1} + \Phi_{i,j}}{h_{\delta} \cdot h_F}$$

где h_{δ} - шаг по величине хода; h_F - шаг по величине ампервитков.

Подставив (6,7) в (5), получим уравнение относительно F^{k+1} , решение которого можно записать как:

$$F^{k+1} = f(U^{k+1}, \delta^k, \Phi^k), \quad (8)$$

Следовательно, определив из (8) F^{k+1} , можно определить поток и токи на $k+1$ временном шаге, а так же электромагнитную силу по формуле:

$$Q^{k+1} = b_0 + b_1 \cdot (\delta^k - \delta_i) + b_2 \cdot (F^{k+1} - F_j) + b_3 \cdot (\delta^k - \delta_i) \cdot (F^{k+1} - F_j), \quad (9)$$

где

$$b_0 = Q_{i,j}; b_1 = \frac{Q_{i+1,j} - Q_{i,j}}{h_{\delta}}; b_2 = \frac{Q_{i,j+1} - Q_{i,j}}{h_F}; \quad (10)$$

$$b_3 = \frac{Q_{i+1,j+1} - Q_{i+1,j} - Q_{i,j+1} + Q_{i,j}}{h_{\delta} \cdot h_F}$$

Записав уравнение движения (3) в конечно-разностном виде, можно определить скорость и ход на $k+1$ временном шаге.

$$v^{k+1} = v^k + \frac{dt}{m} \cdot (Q^{k+1} - P^k), \quad (11)$$

$$\delta^{k+1} = \delta^k + v^{k+1} \cdot dt$$

Приведенная методика имеет свои преимущества в силу того что, рассчитав по методу КЭ поток, приведенный по потокосцеплению, можно в дальнейшем абстрагироваться от конкретного электромагнита, т.е. для расчета динамики не требуется расчет электромагнитного поля в нелинейной среде или решения системы нелинейных уравнений на каждом времен-

ном шаге. Кроме того, в случае электромагнитов с постоянными магнитами, вся информация о состоянии магнитной системы содержится в значениях потока, что значительно упрощает расчет динамики таких систем.

В качестве иллюстрации метода рассмотрен расчет броневого электромагнита постоянного тока при следующих заданных параметрах проектирования:

напряжение сети - $220_{-15\%}^{+10\%}$ В;

ход якоря - 80 мм;

противодействующая сила - 300 Н, тип характеристики - гравитационная;

продолжительность включения - 0,4;

время срабатывания - не более 1,5 с.

На рис.1 показан вид спроектированного электромагнита.

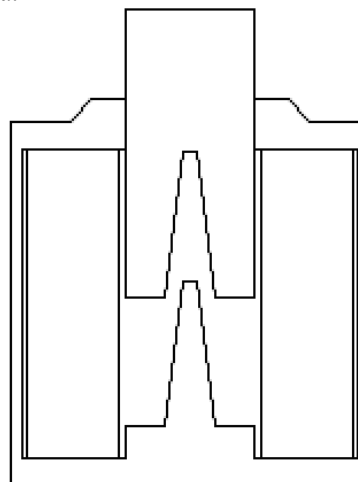


Рис.1. Вид спроектированного электромагнита

Основные параметры электромагнита, полученные по результатам проектного расчета:

диаметр сердечника - 80 мм;

размеры катушки - 169,5*56 мм;

число витков катушки - 11700;

активное сопротивление в нагретом состоянии - 226 Ом.

На рис.2 и рис.3 показаны графики потока и силы при фиксированных значениях хода и ампервитков системы, построенные системой Maple [5].

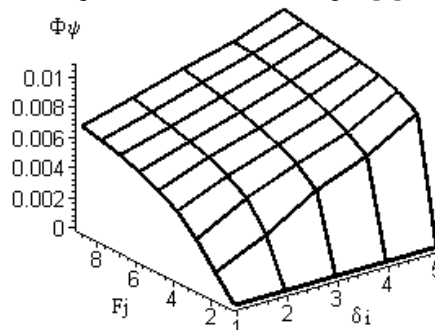


Рис.2. Зависимость потока, приведенного по потокосцеплению при фиксированных значениях хода и ампервитков

Предварительно, до расчета динамики, определялось активное сопротивление контура вихревых токов

в соответствии с [3] и индуктивность рассеяния катушки. Индуктивность определялась методом "массивного витка" [6] с использованием метода Монте-Карло для вычисления пятикратного интеграла [7].

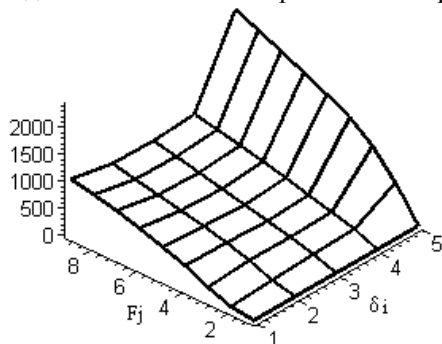


Рис.3. Зависимость электромагнитной силы при фиксированных значениях хода и ампервитков

Исходные данные для расчета динамики:
 индуктивность катушки – 16 Гн;
 сопротивление контура вихревых токов – $4,0 \cdot 10^{-5}$ Ом;
 расчетный шаг – $1,0 \cdot 10^{-6}$ с.

На рис.4-7 приведены динамические характеристики спроектированного электромагнита.

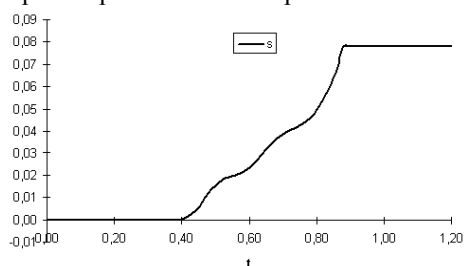


Рис.4. Зависимость хода якоря от времени

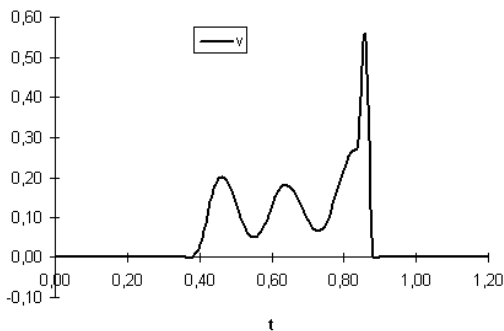


Рис.5. Зависимость скорости якоря от времени

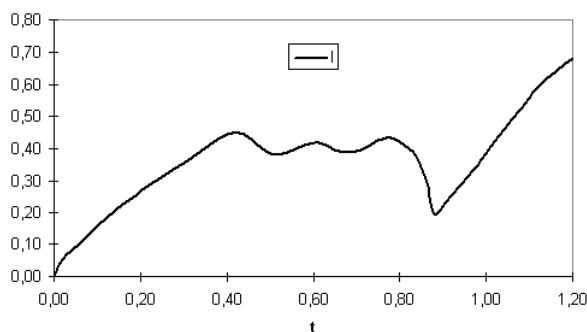


Рис.6. Зависимость тока катушки от времени

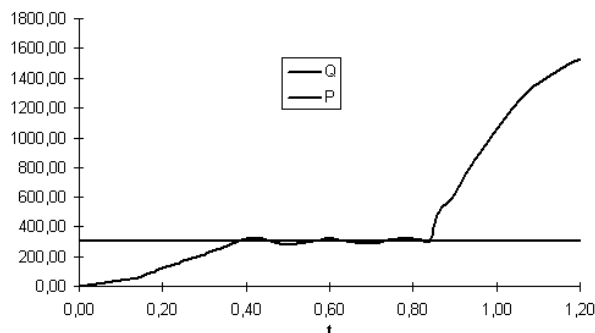


Рис.7. Зависимость электромагнитной силы от времени

На рис.(4-7) прослеживается колебательный характер скорости, тока и электромагнитной силы в процессе движения якоря. Такой вид характеристики определяется формой рабочего воздушного зазора и значением противодействующей силы. Известно, что

$$\frac{d\Phi_{\Psi}(t)}{dt} = \frac{\partial\Phi_{\Psi}(t, \delta(t))}{\partial t} + \frac{\partial\Phi_{\Psi}(t, \delta(t))}{\partial \delta} v(t), \quad (12)$$

где $v(t)$ – скорость движения якоря.

В (12) значение $w \frac{\partial\Phi_{\Psi}(t, \delta(t))}{\partial \delta} v(t)$ при увеличе-

нии скорости уменьшает приложенное напряжение к катушке, вызывая уменьшение тока, которое в свою очередь уменьшает тяговую силу и скорость. Уменьшение скорости вызывает увеличение тока катушки, что увеличивает силу и скорость и т.д.

Приведенные графики свидетельствуют о соответствии сконструированного электромагнита заданным условиям проектирования. Колебания скорости во время движения якоря играют положительную роль, уменьшая его конечную скорость.

Таким образом, в статье предложена и опробована усовершенствованная методика динамического расчета электромагнита постоянного тока с использованием результатов расчета статических характеристик методом КЭ.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сильвестр П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров электриков. - М.: Мир, 1986. - 229 с.
- [2] Зенкевич О., Морган. К. Конечные элементы и аппроксимация. - М.: Мир, 1986. - 381 с.
- [3] Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы. - М.: Энергоатомиздат, 1989. - 160 с.
- [4] Самарский А.А., Гулин А.В. Численные методы. - М.: Наука, 1989. - 432 с.
- [5] Дьяконов В.П. Математическая система Maple V R3/R4/R5. - М.: Солон, 1998. - 399 с.
- [6] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. - Л.: Энергоатомиздат, 1986. - 488 с.
- [7] Соболев И.М. Метод Монте-Карло. - М.: Наука, 1995. - 80с.

Поступила 18.09.03

ВЛИЯНИЕ ЁМКОСТИ КОНДЕНСАТОРА НА ПУСКОВЫЕ И РАБОЧИЕ СВОЙСТВА АКД

Беликова Л.Я., к.т.н., доц.

Смирнов С.Б., аспирант

Одесский национальный политехнический университет

Украина; 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ОНПУ, институт электромеханики и энергоменеджмента,

кафедра электрических машин

тел. (0482) 28-86-81, E-mail: smirnov_sb@ukr.net

Проведено дослідження впливу величини ємності конденсатора на пускові та робочі властивості АКД. Приведено приклад з оптимізацією обмотувальних даних для двигуна серії ДАВ і отримані поліпшені техніко-економічні показники.

Проведены исследования влияния величины ёмкости конденсатора на пусковые и рабочие свойства АКД. Приведён пример с оптимизацией обмоточных данных двигателя серии ДАВ и получены улучшенные технико-экономические показатели.

В настоящее время разработкой электрических машин малой мощности заняты многие предприятия, выпуская огромное количество модификаций для различных бытовых устройств. Растущие потребности в разнообразии асинхронных конденсаторных двигателей (АКД) с высоким техническим уровнем стимулировали разработку их оптимальных параметрических рядов с учётом принципов унификации и стандартизации. Решение диктуемых практикой многофакторных, многокритериальных задач оптимизации асинхронных микродвигателей потребовало системного подхода к проектированию и широкого применения средств вычислительной техники [1, 2]. Развитие методов оптимального проектирования микродвигателей вызвано большими удельными затратами материалов, потребляемой энергии и труда, а также расширяющимися требованиями к их свойствам и качествам [1, 3].

В предложенной работе исследуется влияние величины ёмкости конденсатора на пусковые и рабочие свойства АКД при оптимизации их обмоточных данных из условий обеспечения заданных показателей технического задания (ТЗ).

Обмоточные данные (число витков обмоток w_A и w_B) оптимизируются при заданных функциональных ограничениях. Ограничениями являются: кратность пускового момента $k_n = M_n / M_{\text{н}}$; кратность максимального момента $k_m = M_{\text{макс}} / M_{\text{н}}$; напряжение на конденсаторе в режиме холостого хода $U_{\text{кО}}$ и допустимое превышение температуры обмоток. Каждая из линий равного уровня ограничений, представленных в совмещённом виде в координатах w_A и $k_n = w_B / w_A$, делит плоскость на две области. В одной области находятся значения обмоточных данных удовлетворяющие ТЗ, в другой – не удовлетворяющие. Сочетание линий равного уровня образуют выпуклую допустимую область (ДО), которая является единственной. Чаще всего при достаточно жёстких ограничениях она может быть

пустой [3], когда линия равного уровня k_n занимает положение слева от линии равного уровня $U_{\text{кО}}$. Это связано с неправильным выбором величины ёмкости конденсатора. Если конденсатор выбран с учётом обеспечения кругового поля в номинальном режиме, то в таком двигателе получается низкое значение пускового момента. Для обеспечения заданного высокого значения пускового момента требуется повышать ёмкость конденсатора, а это приводит к ухудшению энергетических показателей двигателя в номинальном режиме работы [4]. Если в качестве критерия оптимальности выбран КПД с учётом ограничений по ТЗ с большим значением k_n , то в этом случае решить задачу возможно только с применением двух конденсаторов: пускового и рабочего. Пусковой конденсатор обеспечит требуемое значение кратности пускового момента k_n , а рабочий конденсатор обеспечит получение максимально возможного КПД в номинальном режиме работы.

Численные исследования на ПЭВМ, проведенные для АКД серии ДАВ-71-2 с номинальной мощностью $P_n = 550$ Вт при вариации числа витков фазы А w_A и коэффициента трансформации k_t , позволили построить и совместить линии равного уровня $U_{\text{кО}} = 600$ В и $k_n = 0,5$, $k_n = 0,7$, $k_n = 0,85$ при ёмкостях конденсаторов $C = 12$, $C = 16$ и $C = 20$ мкФ, соответственно. При увеличении величины ёмкости конденсатора линия равного уровня, соответствующая напряжению на конденсаторе в режиме холостого хода $U_{\text{кО}} = 600$ В перемещается в сторону меньших коэффициентов трансформации. При этом увеличивается значение пускового момента M_n и слева от линии равного уровня $U_{\text{кО}} = 600$ В появляется линия равного уровня k_n с большим его значением. Перемещение этих линий при изменении ёмкости конденсатора показано на рис. 1. Получающиеся при этом ДО обмоточных данных при разных значениях кратности пускового момента заштрихованы.

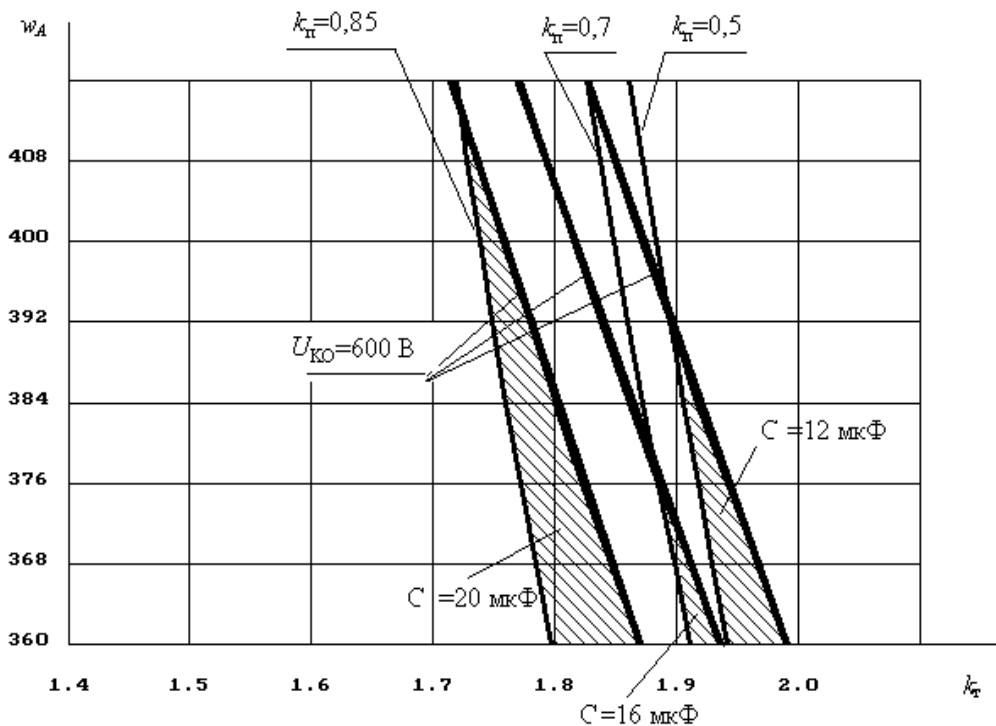
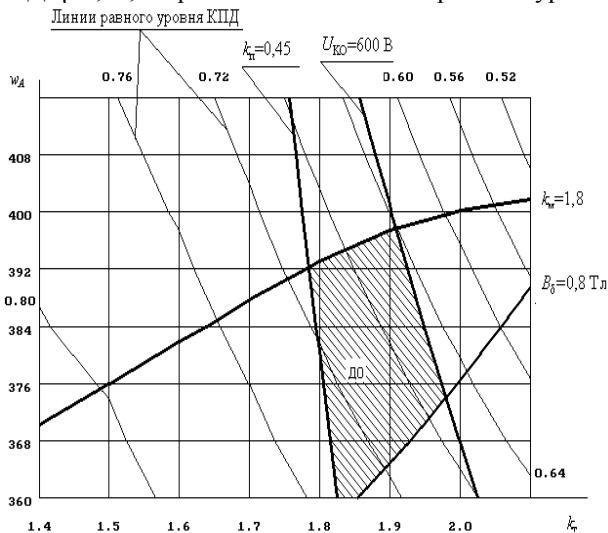


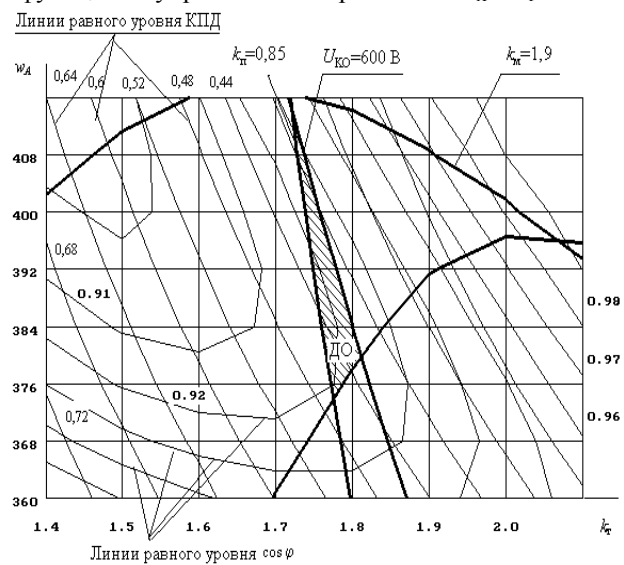
Рис. 1. Перемещение ДО обмоточных данных при изменении величины ёмкости конденсатора

На рис.2 для АКД серии ДАВ-71-2 в результате расчётов на ПЭВМ построены линии равного уровня основных технических показателей, а также линии равного уровня КПД и коэффициента мощности $\cos\varphi$ при $C=12$ мкФ и $C=20$ мкФ. Заштрихованные области являются ДО обмоточных данных при разных значениях ограничителей. Через ДО при $C=12$ мкФ проходит линия равного уровня с максимальным значением КПД $\eta=0,72$, а при $C=20$ мкФ – линия равного уровня

с $\eta=0,44$. Т.е. при увеличении ёмкости конденсатора КПД уменьшается, а кратность пускового момента увеличивается. Линия равного уровня, соответствующая индукции в воздушном зазоре B_δ служит для определения границы допустимого превышения температуры обмоток. Проведенный анализ позволяет сделать вывод о том, что критерии КПД и $\cos\varphi$, а также ограничения k_m , k_n , U_{KO} , B_δ являются нелинейными функциями управляемых переменных w_A и k_T .



(а)



(б)

Рис. 2. Линии равного уровня основных технических показателей и ДО для АКД серии ДАВ-71-2: (а) $C=12$ мкФ; (б) $C=20$ мкФ

В случаях, когда не требуется больших пусковых моментов, целесообразно применять двигатель с меньшим конденсатором. Но, если от двигателя требуются высокие энергетические показатели в номинальном режиме и хорошие пусковые свойства, то

применяются двигатели с пусковым и рабочим конденсатором.

Ёмкость пускового конденсатора выбирают из условия, чтобы в сумме с ёмкостью рабочего конденсатора он обеспечил заданную величину пускового

момента. В рассматриваемом примере в качестве рабочего конденсатора принята ёмкость $C_p=12$ мкФ, а пускового $C_n=8$ мкФ для того, чтобы суммарная ёмкость во время пуска составляла $C_\Sigma=20$ мкФ. Совмещение линий равного уровня основных технических показателей для пускового и номинального режима

работы АКД приведены на рис. 3. ДО обмоточных данных в этом случае будет ограничена линиями равного уровня $k_m=1,8$ и $U_{KO}=600$ В при $C_p=12$ мкФ и линией $k_n=0,85$ при $C_\Sigma=20$ мкФ. Здесь же проведены линии равного уровня КПД и $\cos\varphi$ при $C_p=12$ мкФ.

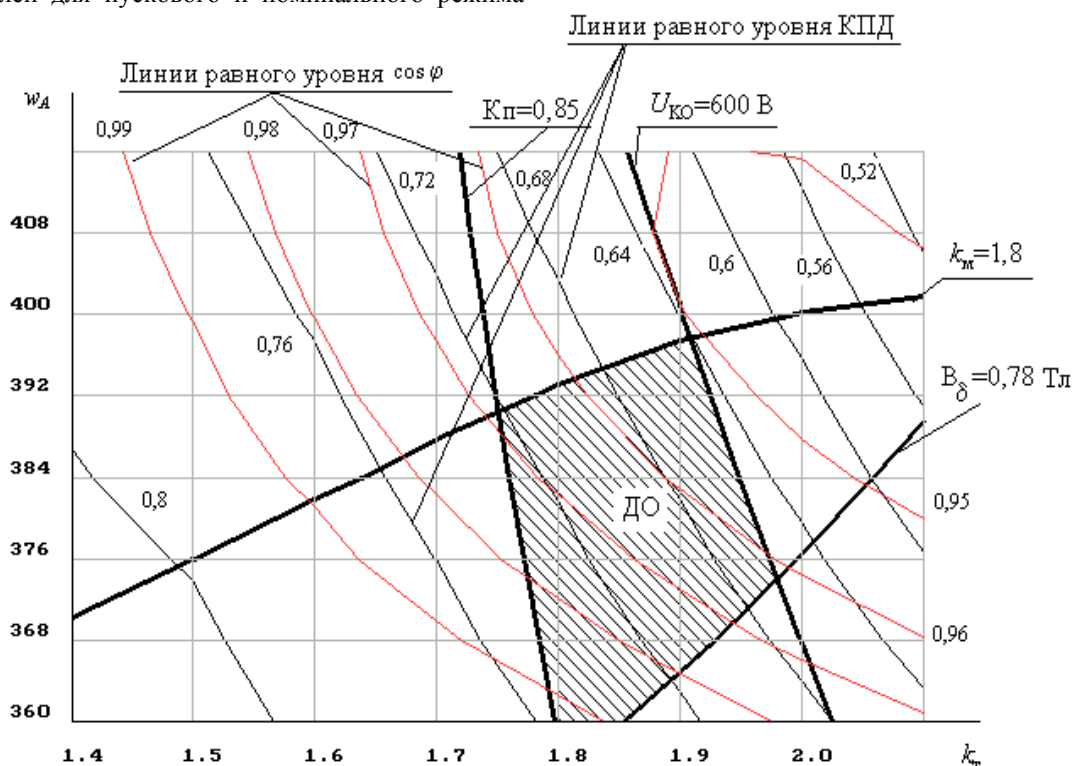


Рис. 3. ДО обмоточных данных АКД ДАВ-71-2 при $C_p=12$ мкФ и $C_\Sigma=20$ мкФ

В качестве критерия оптимальности при оптимизации АКД промышленного и бытового назначения широко распространены технико-экономические показатели приведенных затрат, состоящие из расходов на изготовление и эксплуатацию двигателя [1]. В предложенной работе рассмотрены только эксплуатационные расходы, и в качестве критерия приняты КПД и $\cos\varphi$, а расходы, связанные с затратами на материалы и изготовление машины приняты практически неизменными. Однако, исследования показали, что во всех вариантах величина коэффициента мощности превышает значение 0,96 и при оптимизации обмоточных данных влияние $\cos\varphi$ на число витков в обмотках незначительно. Кроме того, у АКД в номинальном режиме работы всегда подключён рабочий конденсатор, который в значительной степени компенсирует индуктивную составляющую реактивной мощности [3].

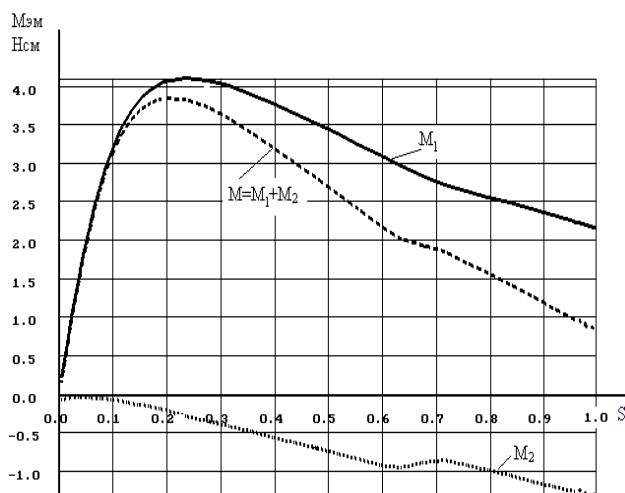
В соответствии с выбранным критерием оптимальности и наложенными ограничениями по ТЗ, в ДО обмоточных данных необходимо найти число витков фазы А и коэффициент трансформации при которых АКД будет иметь максимально возможные значения КПД и будут обеспечены все заданные показатели: $k_m \geq 1,8$; $k_n \geq 0,85$; $U_{KO} \leq 600$ В. Результаты электромагнитных расчётов двигателей серии ДАВ-71-2 с одно-двухслойной обмоткой при использовании пускового и рабочего конденсаторов сведены в

табл. 1, в которой отображены технические характеристики АКД при оптимизированных обмоточных данных из найденной ДО при вариации величин w_A и k_T . Лучшим является 4-й вариант АКД, т.к. для него выполняются все заданные технические показатели и имеют место максимальный КПД и коэффициент мощности в номинальном режиме работы. При этом кратность пускового тока k_i не превышает допустимых значений.

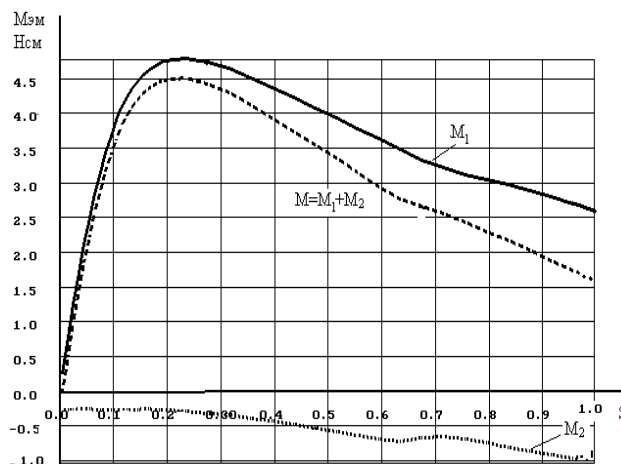
На рис.4.(а) для обмоточных данных 4-го варианта выполнены электромагнитные расчёты и показаны графические зависимости механических характеристик, построенных с помощью ПЭВМ при $C_p=12$ мкФ и на рис.4.(б) при $C_\Sigma=20$ мкФ. Результирующие моменты прямой M_1 и обратной M_2 последовательностей получены в результате суммирования моментов от всех гармоник. А суммарный момент M получен сложением вращающих прямого M_1 и обратного M_2 полей. Из рис. 4.(а) видно, что момент обратной последовательности при $C_p=12$ мкФ практически равен нулю в области номинального скольжения. При увеличении ёмкости уменьшается момент обратной последовательности при пуске, а в рабочем режиме M_2 имеет большую величину. Если, после разгона двигателя при $C_\Sigma=C_p+C_n=20$ мкФ не уменьшить ёмкость конденсатора, то двигатель будет работать при низком значении КПД $\eta_n=0,543$ вместо $\eta_n=0,758$ (см. табл. 1).

Технические показатели АКД ДАВ-71-2 при $C_p=12$ мкФ и $C_s=20$ мкФ с обмоточными данными из ДО

№	k_r	w_A	w_B	η_n	$\cos\varphi$	k_n	k_m	k_i	U_{KO}	C
	-	ВИТ	ВИТ	%	о.е.	о.е.	о.е.	о.е.	В	мкФ
1	1,77	384	680	73,3	0,97	0,44	1,89	3,1	543	12,0
				48,5	0,912	0,87	1,87	1,94	593	20,0
2	1,78	376	672	74,1	0,977	0,445	1,87	3,3	541	12,0
				50,1	0,916	0,87	2,3	2,08	590	20,0
3	1,782	368	656	75,2	0,986	0,44	2,0	3,52	533	12,0
				52,7	0,922	0,852	2,36	2,3	580	20,0
4	1,8	360	648	75,8	0,993	0,44	2,06	3,72	532	12,0
				54,3	0,933	0,852	2,43	2,48	578	20,0



(а)



(б)

Рис.4. Механические характеристики $M_{эм}=f(S)$ в номинальном режиме
(а) $C_p=12$ мкФ и в режиме пуска (б) $C_p=20$ мкФ

ВЫВОДЫ

Приведенный алгоритм позволяет оптимизировать обмоточные данные АКД и подобрать оптимальное значение ёмкости рабочего и пускового конденсаторов при любых заданных показателях по ТЗ. Величина ёмкости рабочего конденсатора C_p должна выбираться такой, чтобы обеспечить круговое поле в номинальном режиме и получить максимально возможное значение КПД при допустимых значениях напряжения на конденсаторе. В режиме пуска требуется большее значение ёмкости, а пусковой конденсатор выбирается по критерию оптимальности пускового момента с учётом кратности пускового тока, однако поле при этом становится эллиптическим.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Автоматизированное проектирование электрических машин малой мощности – М.: Высш. шк., 2002. – 511 с.
- [2] Мощинский Ю.А., Бессмертных Н.А., Мамани Н. Математическое моделирование однофазных асинхронных двигателей на основе метода симметричных составляющих // Электричество. – 1996. - №11. – С.45 – 50.
- [3] Оптимизационные задачи при проектировании двухскоростных однофазных асинхронных электродвигателей // М.К. Захаров, Л.Я. Беликова, В.П. Чайковский, П.К. Диатилу // Электромашиноб. та електрообладн. – 1998. – Вип.51. – С. 30 – 33.
- [4] Егоров А.Б., Егорова Г.Г. Определение фазосдвигающих емкостей для асинхронных двигателей однофазного питания // Вісник НТУ "ХП". – 2001. – №17. – С. 56 – 57.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СИНТЕЗ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ГЕНЕТИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ

Болюх В.Ф.к.т.н., доц., Лысенко Л.И., к.т.н.
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Общая электротехника"
тел. (0572) 40-04-27, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua.

Запропонована методика синтезу параметрів високоефективних електромеханічних імпульсних перетворювачів індукційного типу. Вона включає обґрунтування основних вихідних параметрів, функціональних і параметричних обмежень та базується на поєднанні генетичних алгоритмів і методу деформованого багатогранника. Встановлені основні параметри і особливості робочих характеристик дискових та циліндричних перетворювачів і показано, що криогенне охолодження істотно підвищує їх робочі показники.

Предложена методика синтеза параметров высокоэффективных электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа. Она включает обоснование основных исходных параметров, функциональных и параметрических ограничений, основываясь на сочетании генетических алгоритмов и метода деформируемого многогранника. Установлены основные параметры и особенности рабочих характеристик дисковых и цилиндрических преобразователей и показано, что криогенное охлаждение существенно повышает их рабочие показатели.

ВВЕДЕНИЕ

При проектировании электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа (ЭИПИТ) важное место занимают оптимизационные расчеты, позволяющие выбрать исходные параметры в зависимости от стоящих задач [1, 2]. Такие исследования приобретают особую актуальность из-за малой эффективности этих преобразователей. При этом оптимизация отдельных параметров электромеханических преобразователей и их источников питания практически не решает задачи существенного повышения их эффективности [3]. В настоящее время разработано значительное число методов и алгоритмов решения задач оптимизации [4]. Выбор того или иного метода во многом зависит от сложности и специфики решаемой задачи, мощности ЭВМ, программного обеспечения и др. Проведем исследование по выбору параметров ЭИПИТ с использованием современных оптимизационных методов [5]. Рассмотрим преобразователь традиционной конструкции, имеющей дисковую или цилиндрическую (коаксиальную) конфигурацию, у которого якорь, разгоняющий исполнительный элемент (ИЭ), выполнен в виде многовитковой короткозамкнутой обмотки, а статорная обмотка возбуждается от емкостного накопителя (ЕН).

ПАРАМЕТРЫ ОПТИМИЗАЦИИ

Процесс оптимизации электромеханических преобразователей состоит в нахождении совокупности параметров, обеспечивающих для заданной нагрузки максимальную эффективность, кинетическую энергию, силовое воздействие и др., в зависимости от функционального назначения при определенных условиях, например, минимальных потерях, превышениях температур обмоток и пр. Параметры ЭИПИТ можно сгруппировать следующим образом:

- геометрические: проводники, форма, размеры, взаимное относительное смещение, коэффициент заполнения обмотки возбуждения и якоря и др.;
- конструктивные: конструкционные, проводящие, пропиточные и изоляционные материалы, каналы для охлаждения, направляющие и возвратные элементы, упор, корпус, криостат и др.;
- нагрузочные: масса и строение ИЭ, противодействующие и тормозные силы и др.;
- тепловые: исходная температура, способ и условия охлаждения, тип хладагента;
- энергетические: тип источника возбуждения и его параметры;
- параметры системы управления: схема, определяющая форму и длительность токов в обмотках, параметры электронных компонентов;
- дополнительные элементы: ферромагнитные сердечники и экраны, хладоводы, электропроводящие элементы и др.

В качестве основных для рассматриваемого электромеханического преобразователя можно выбрать следующие параметры:

- C, U_0, W_0 - емкость, напряжение и энергия ЕН;
 - w_n - число витков n -ой обмотки (или k_3 - коэффициент заполнения),
- где $n = 1, 2$ - индексы обмотки возбуждения и якоря;
- d_0 - диаметр провода обмотки круглого сечения;
 - $h_z \times h_r$ - высота и ширина провода обмотки прямоугольного сечения;
 - $D_{ex\ n}, D_{in\ n}$ - наружный и внутренний диаметры n -ой обмотки;
 - H_n - высота n -ой обмотки;
 - $m = m_2 + P$ - масса подвижной части,
- где m_2, P - масса якорной обмотки и ИЭ;
- Δz_0 - начальное аксиальное смещение между центрами обмоток;
 - $\Delta z_0 = 0,5 \cdot (H_1 + H_2) + \Delta$ - для ЭИПИТ дисковой конфигурации,

где Δ - начальный зазор между обмотками.

Кроме основных задаются и дополнительные параметры:

- форма преобразователя: дисковая или цилиндрическая;
- тип якоря (многовитковый, массивный, комбинированный);
- схема системы управления ЕН;
- начальная температура T_0 ;
- механические факторы: силы противодействия, трения, сопротивления и др.;
- параметры подводных проводов и соединительных элементов;
- дополнительные элементы.

На эти параметры ЭИПИТ накладываются параметрические и функциональные ограничения:

для источника энергии

$$U_0 \leq U_{0\max} \text{ - по напряжению ЕН;}$$

$$W_{0\min} \leq 0,5 \cdot C \cdot U_0^2 \leq W_{0\max} \text{ - по энергии ЕН;}$$

для нагрузки

$$0 \leq P \leq P_{\max} \text{ - по массе ускоряемого ИЭ;}$$

$$f_{c\min} \leq f_c \leq f_{c\max} \text{ - по тормозным и противодействующим силам;}$$

для электронной системы управления

$$i_1 \leq i_{1\max}; \quad \frac{di_1}{dt} \leq \left(\frac{di_1}{dt} \right)_{\max} \text{ - ограничение по величине и скорости изменения тока возбуждения;}$$

для геометрии

$$1 \leq w_n \leq Ent \left(0,5 \frac{D_{exn} - D_{inn}}{h_r + 2 \cdot h_s} \right) \cdot Ent \left(\frac{H_n}{h_z + 2 \cdot h_s} \right) \text{ - для}$$

проводника прямоугольного сечения,

где $Ent(f)$ - наибольшее целое число, не превосходящее f ; h_s - толщина изоляции проводника обмотки;

$$1 \leq Ent \left(0,5 \frac{D_{exn} - D_{inn}}{h_r + 2 \cdot h_s} \right) \leq K_{wn\max},$$

где $K_{wn\max}$ - максимальное число слоев n -ой обмотки;

$$0 \leq \Delta z_0 \leq 0,5 \cdot (H_1 + H_2); \quad 0 \leq D_{in2} \leq D_{in2m};$$

$$D_{in2} + 2 \cdot (h_{r2} + 2 \cdot h_s) \leq D_{ex2} \leq D_{in1} - \Delta \text{ - для цилиндрического преобразователя,}$$

где D_{in2m} - максимальное значение внутреннего диаметра якоря;

При использовании провода круглого сечения в параметрических ограничениях вместо h_r и h_z необходимо использовать d_0 .

В зависимости от назначения ЭИПИТ формируются функциональные ограничения:

$$\int_0^{t_p} i_1(t) \cdot i_2(t) \frac{dM_{12}}{dz} dt \geq FI_{\max} \text{ - по максимальной величине импульса электродинамической силы } f_z \text{ при ограниченном перемещении } \Delta Z \leq \Delta Z_{\min} \text{ якоря,}$$

где $i_n(t)$ - ток n -ой обмотки, M_{12} - взаимдуктивность между обмотками, t_p - длительность импульса возбуждения;

$$0,5 \cdot (m_2 + P) \cdot V_p^2 \geq W_{kin\max} \text{ - по максимальной кинетической энергии на выходе электромеханического преобразователя,}$$

где V_p - скорость якоря на выходе преобразователя;

$$\theta_n \leq \theta_{n\max} \text{ - по максимально допустимому превышению температуры } n\text{-ой обмотки.}$$

Целевую функцию, которую необходимо минимизировать при определении оптимальных параметров ЭИПИТ, можно записать следующим образом

$$f = \sum_{j=1}^J \alpha_j f_j; \quad \sum_{j=1}^J \alpha_j = 1,$$

где J - количество функциональных параметров f_j , изменяемых в диапазоне $[0, 1]$; α_j - показатель важности соответствующего параметра;

$$f_1 = \frac{\sum_{n=1}^2 \int_0^{t_p} i_n^2(t) R_n(T_n) dt}{0,5 \cdot (m_2 + P) \cdot V_p^2 + \sum_{n=1}^2 \int_0^{t_p} i_n^2(t) R_n(T_n) dt};$$

$$f_2 = 1 - \frac{1}{C \cdot U_0^2 (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_p} f_z(t) dt \right)^2;$$

$$f_3 = 1 - \frac{2 \cdot i_1(t) \cdot i_2(t) \cdot \Delta z}{C \cdot U_0^2} \frac{dM_{12}}{dz};$$

$$f_4 = 1 - \frac{m_2 V_p^2 (m_2 + P)}{C \cdot U_0^2 [m_2 + 0,25 \cdot \pi \cdot H_1 \cdot \gamma_1 \cdot (D_{ex1}^2 - D_{in1}^2)]},$$

где $R_n(T_n)$ - сопротивление и T_n - температура n -ой обмотки, γ_1 - усредненная плотность обмотки возбуждения.

Функциональный параметр f_1 - характеризует КПД преобразователя; f_2 - характеризует эффективность ускорения; f_3 - характеризует максимальные электродинамические силы при ограниченном перемещении Δz ; f_4 - характеризует эффективность ЭИПИТ при минимальной массе статорной обмотки.

МЕТОДИКА ПОИСКА МИНИМУМА ЦЕЛЕВОЙ ФУНКЦИИ

Стратегия нахождения минимума целевой функции m переменных в поисковом пространстве заключается в совместном использовании глобального метода оптимизации, осуществляющего случайный поиск параметров ЭИПИТ в заданном пространстве, предотвращая попадание в локальный экстремум, и локального метода, стягивающего область параметров с глобальным экстремумом до минимальных размеров. В качестве метода глобальной оптимизации целесообразно использовать генетические алгоритмы, относящиеся к методам оптимального проектирования нового поколения, основанным на использовании современных компьютеров [6]. По данному методу, оперируя совокупностью (популяцией) возможных решений, обрабатывается набор параметров, структурированный определенным образом в виде цепочки конечной длины, а последующие поколения популяции решений генерируются с помощью генетических операторов. При этом реализуется случайный поиск с

централизованным управлением, использующий отбор и генетические механизмы воспроизводства, при произвольном выборе точек приложения операторов. Формально генетический алгоритм можно записать в виде [7, 8]

$$P_{k+1} = \Gamma A(P_k, N, S^*, C^*, M^*, l_\Lambda, \Lambda, t^*),$$

где P_k - популяция на k -ом шаге; N - размер популяции; S^* - оператор отбора; C^* - оператор кроссовера; M^* - оператор мутации; Λ - метод локальной оптимизации; l_Λ - критерий включения локального метода; t^* - критерий окончания.

Операторы S^* , C^* и M^* используют вероятностное распределение. При использовании оператора отбора S^* в каждой итерации алгоритма популяция $P_k = (x_1^k, \dots, x_N^k)$ сортируется в порядке возрастания целевой функции $f(x_i^k)$. Затем два отобранные варианта ("особи") обрабатываются операторами мутации M^* и кроссовера C^* . При использовании оператора кроссовера на линии раздела двух цепочек варьируемых параметров случайным образом выбирается точка раздела и части, расположенные, например, слева от этой точки, меняются местами, образуя два новых варианта («потомка»), каждый из которых содержит части первоначальных («родительских») цепочек параметров, замещая варианты с низкими показателями. Для предотвращения преждевременного стягивания вариантов в локальном экстремуме используется оператор мутации, который действует на цепочки параметров, выбранные случайным образом, изменяя случайным образом выбранный небольшой фрагмент.

В качестве метода локальной оптимизации параметров ЭИПИТ целесообразно использовать метод деформируемого многогранника [9]. По этому методу в пространстве параметров \mathcal{R}^m , случайным образом иницируется популяция точек x_i , $i=1, \dots, m+1$ (вершины многогранника), при этом каждая точка представляет собой вектор параметров $\mathbf{x}=(x_1, \dots, x_m)$. Они отображаются на пространство целевой функции $f(\mathbf{x})$ и на текущем шаге t определяются вершины с наибольшим и наименьшим значениями целевой функции, $f_{\max}(\mathbf{x}_{\max}^t)$ и $f_{\min}(\mathbf{x}_{\min}^t)$. Новая точка \mathbf{z}^t формируется путем отражения наихудшей вершины $\mathbf{w}^t = \mathbf{x}_{\max}^t$ с максимальным значением целевой функции относительно центра масс \mathbf{c} всех остальных вершин, который равен $\mathbf{c}^t = \frac{1}{m} \sum_{i=1}^{m+1} (\mathbf{x}_i^t - \mathbf{w}^t)$. В новой точке $\mathbf{y}^t = 2\mathbf{c}^t - \mathbf{w}^t$ вычисляется значение целевой функции $f(\mathbf{y}^t)$ и в зависимости от сравнения полученной величины со значением целевой функции в наилучшей вершине с минимальным значением целевой функции $f_{\min}(\mathbf{x}_{\min}^t)$, многогранник деформируется относительно своего исходного состояния: он претерпевает либо растяжение к точке $\mathbf{z}^t = 2\mathbf{y}^t - \mathbf{c}^t$, либо сжатие к точке $\mathbf{z}^t = (\mathbf{c}^t + \mathbf{w}^t)/2$, либо редукцию, ко-

гда его вершины заменяются точками $(\mathbf{x}_i^t + \mathbf{x}_{\min}^t)/2$.

Поскольку процедура деформации многогранника многократно повторяется, то многогранник адаптируется к локальному рельефу целевой функции и сжимается, обеспечивая сходимость алгоритма в локальном минимуме, позволяя по размерам многогранника σ_i судить о стадии поиска параметров оптимального ускорителя.

РЕАЛИЗАЦИЯ ЗАДАЧИ СИНТЕЗА

Рассмотрим преобразователи, возбуждаемые однопериодным импульсом от ЕН и ускоряющие исполнительный элемент, сопротивление движению которому оказывает лишь аэродинамическая сила [10]. В данных оптимизационных расчетах энергия источника W_0 , масса ускоряемого элемента P , коэффициент заполнения обмоток k_3 , начальный зазор между обмотками Δ , а также минимальный диаметр якорной обмотки D_{in2} у цилиндрического преобразователя являются фиксированными параметрами. В качестве независимых переменных, входящих в вектор переменных проектирования, используются геометрические параметры ЭИПИТ и электрические параметры емкостного накопителя: высота первичной H_1 и вторичной H_2 обмоток, диаметр проводника обмотки d_0 , количество слоев обмоток K_{w1} и K_{w2} , начальное напряжение ЕН U_0 . Вектор переменных проектирования включает также начальное взаимное аксиальное смещение обмоток Δz_0 для цилиндрического ЭИПИТ и минимальные диаметры первичной D_{in1} и вторичной D_{in2} обмоток для дискового преобразователя. Ограничения на эти параметры определяют границы поискового пространства (табл. 1).

Таблица 1
Функциональные и параметрические ограничения параметров ЭИПИТ

Конфигурация электро-механического преобразователя	Дис-ковая		Цилиндрическая
	Параметр		
		Величина	
Требование к значению функции f_2 , о.е. и величине превышения температуры обмоток, $\theta_{n \min}^*$, К		0	
Энергия ЕН W_0 , кДж		5,0	
Масса ускоряемого ИЭ P , кг		1,0; 5,0	
Коэффициент заполнения обмоток k_3 , о.е.		0,75	
Начальный зазор между обмотками Δ , мм		1,0	
Начальное напряжение ЕН U_0 , кВ		3,0...10,0	
Диаметр проводников d_0 , мм		0,5...3,0	
Внутренний диаметр обмотки возбуждения D_{in1} , мм		5...30	-
Внутренний диаметр якорной обмотки D_{in2} , мм		5...30	10
Высота обмотки возбуждения H_1 , мм		5...50	20...100
Высота якорной обмотки H_2 , мм		2...10	20...100
Начальное аксиальное смещение		-	0,1...50

обмоток Δz_0 , мм		
Количество слоев обмотки возбуждения K_{w1} и якоря K_{w2} , шт.	2...50	1...15

Потребуем, чтобы потери в обмотках ЭИПИТ были минимальными при максимальной развиваемой кинетической энергии, обеспечении максимальной эффективности ускорения и минимальных превышениях температур обмоток. В таком случае запишем

$$f_1 \rightarrow \min_{\mathbf{x} \in \mathfrak{R}^N}; \quad \mathfrak{R}^N \in \{a_i, b_i\}, i=1, \dots, N;$$

$\mathbf{x} = (H_1, H_2, \Delta z_0, d_0, K_{w1}, K_{w2}, U_0)$ - для цилиндрического ЭИПИТ,

$\mathbf{x} = (H_1, H_2, D_{in1}, D_{in2}, d_0, K_{w1}, K_{w2}, U_0)$ - для дискового ЭИПИТ,

где a_i и b_i - границы области поискового пространства \mathfrak{R}^N , $i=1, \dots, N$,

при заданных критериальных ограничениях

$$f_2(\mathbf{x}) = f_{2\min}^*; \quad \theta_1 = \theta_{1\min}^*; \quad \theta_2 = \theta_{2\min}^* .$$

Для решения поставленной задачи используется иерархический подход, что позволяет обрабатывать критерии с определенными физическими значениями и контролировать процесс оптимизации. В иерархической последовательности высший приоритет отдан критерию, который характеризует степень нарушения границы поискового пространства, т.е. выход за пределы разрешенной области изменения векторов независимых переменных \mathbf{x}

$$U_1(\mathbf{x}) = \sum_{i=1}^6 (\max\{0; a_i - x_i\} + \max\{0; x_i - b_i\}).$$

Следующим по важности является критерий эффективности ускорения

$$U_2(\mathbf{x}) = |f_2(\mathbf{x}) - f_{2\min}^*|.$$

Далее следуют критерии, определяющие превышения температуры обмоток

$$U_3(\mathbf{x}) = \min\{\theta_1(\mathbf{x}) - \theta_{1\min}^*\},$$

$$U_4(\mathbf{x}) = \min\{\theta_2(\mathbf{x}) - \theta_{2\min}^*\}.$$

Замыкает последовательность целевая функция

$$U_5(\mathbf{x}) = f_1(\mathbf{x}).$$

Решение $\mathbf{x} = \mathbf{x}^*$ считается оптимальным, если выполняются следующие равенства:

$$U_1(\mathbf{x}^*) = U_2(\mathbf{x}^*) = U_3(\mathbf{x}^*) = U_4(\mathbf{x}^*) = 0; \quad U_5(\mathbf{x}^*) = \min f_1.$$

Для оптимизационных расчетов был применен разработанный ранее вычислительный алгоритм [7], который включает в себя следующие шаги.

Шаг 1. Задается генетическое представление многогранника набором $N+1$ параметров - векторами переменных проектирования $P^0 = (\mathbf{x}_1^0, \dots, \mathbf{x}_{N+1}^0)$,

$$\mathbf{x}(x_1, \dots, x_N) \in \mathfrak{R}^N.$$

Шаг 2. Из K исходных многогранников $P_i^0 = (\mathbf{x}_{i,1}^0, \dots, \mathbf{x}_{i,N+1}^0), i=1, \dots, K$ случайным образом формируется популяция $D_i(P_i^0)$.

Шаг 3. К каждому многограннику P_i^0 применяются операторы отражения, растяжения, сжатия и

редукции для осуществления заданного числа шагов s в поисковом пространстве.

Шаг 4. Определяются величина целевой функции $F^t(\mathbf{x}_{i,j}^t), i=1, \dots, K, j=1, \dots, N+1$ в каждой вершине многогранника и его "лучшая" вершина $\mathbf{x}_{i,b}^t, i=1, \dots, K$.

Шаг 5. Осуществляется ранжирование многогранников относительно величины целевой функции их лучших вершин $F_b^t(\mathbf{x}_{i,b}^t), i=1, \dots, K$.

Шаг 6. Исключается многогранник с наихудшими параметрами.

Шаг 7. Формируется новый многогранник P_K^t путем применения генетических операторов кроссовера и мутации, действующих с вероятностью $\rho_{\text{мут}}$, к двум случайно выбранным многогранникам из оставшихся $(K-1)$.

Шаг 8. Определяется величина целевой функции $F(\mathbf{x}_{K,j}^t), j=1, \dots, N+1$ и "лучшая" вершина многогранника P_K^t .

Шаг 9. Осуществляется ранжирование многогранников P_i^t по размеру $\sigma(P_i^t), i=1, \dots, K$.

Шаг 10. Определяется пороговое значение σ^t для попадания в группу поиска по размеру h -ой популяции $\sigma(P_h^t)$.

Шаг 11. К $(K-h)$ популяциям применяются операторы отражения, растяжения, сжатия и редукции.

Шаг 12. Осуществляется возврат к шагу 4.

В процессе поиска оптимальных параметров ЭИПИТ на экране монитора показывается динамика изменения независимых переменных в соответствующем поисковом пространстве с указанием функциональных параметров. Так, на рис. 1 показано изменение высоты обмоток различных вариантов дискового преобразователя в течение процесса оптимизационного расчета.

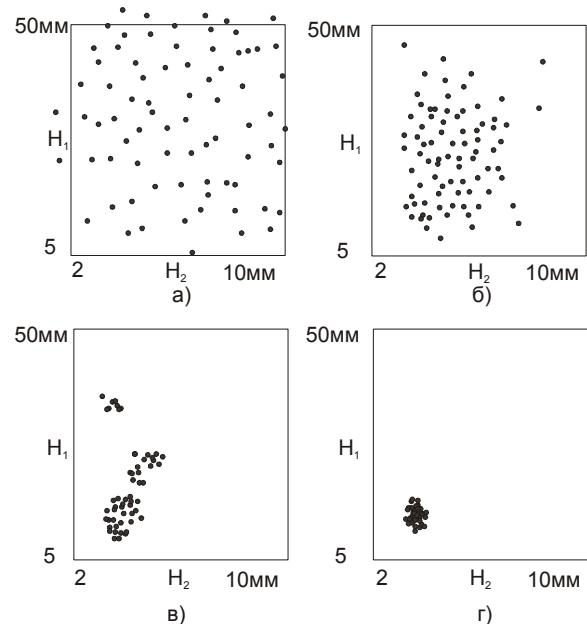


Рис. 1. Высота обмоток вариантов ЭИПИТ дисковой конфигурации в начале (а), после 2000 (б), 12500 (в) и 50000 (г) расчетных циклов процесса оптимизации

РЕЗУЛЬТАТЫ ОПТИМИЗАЦИОННЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

В табл. 2 представлены геометрические, электромагнитные, механические и тепловые параметры синтезированных преобразователей дисковой и цилиндрической конфигураций, обеспечивающих разгон ИЭ массой 1 и 5 кг при работе в условиях комнатной и азотной температур с наибольшей эффективностью. Здесь представлены $m_{I2} = m_1 + m_2$ - масса активных элементов преобразователя; $z_2^* = 2\Delta z_0 / (H_1 + H_2)$ - относительное смещение обмоток; $D_{ex}^* = D_{ex2} / D_{ex1}$; D_c^* - отношение средних диаметров вторичной обмотки к первичной; $\varepsilon_{Hn} = H_n / (D_{ex} - D_{in})$ - относительная высота обмотки; $\varepsilon_H^* = \varepsilon_{H2} / \varepsilon_{H1}$; λ^* - отношение объема проводников вторичной обмотки к первичной; τ^* - отношение начальных значений постоянных времени вторичной обмотки к первичной; p^* - удельная ударная мощность; w^* - удельная энергия удара;

$$\eta(t) = \frac{(m_2 + P)V^2(t)}{(m_2 + P)V^2(t) + 2 \sum_{n=1}^2 \int_0^t i_n^2(t) R_n dt} - \text{КПД};$$

$$K_i = \frac{1}{U_0^2 C \cdot (m_2 + P)} \left(\int_0^{t_f} f_z(t) dt \right)^2 - \text{параметр эффективности ускорения.}$$

Таблица 2

Параметры высокоэффективных ЭИПИТ

Форма	Дисковая				Цилиндрическая			
	1,0		5,0		1,0		5,0	
$P_0, \text{К}$	297	77	297	77	297	77	297	77
$D_{ex1}, \text{мм}$	264	114	244	269	134	57	190	144
$\varepsilon_{H1}, \text{о.е.}$	0,095	0,062	0,095	0,091	2,2	2,5	1,1	1,7
$d_0, \text{мм}$	2,9	1,9	3,0	2,9	2,8	1,3	2,7	2,5
$w_{I2}, \text{шт}$	292	50	220	322	215	184	386	166
$m_{I2}, \text{кг}$	20,5	1,4	16,2	21,3	12,6	1,2	28,5	10,8
$D_{ex}^*, \text{о.е.}$	1,04	1,03	1,08	0,98	-	-	-	-
$z_2^*, \text{о.е.}$	-	-	-	-	0,37	0,49	0,36	0,35
$D_c^*, \text{о.е.}$	1,02	0,86	1,03	1,05	0,44	0,49	0,40	0,45
$\varepsilon_H^*, \text{о.е.}$	0,33	0,87	0,34	0,40	0,37	0,63	0,77	0,33
$\lambda^*, \text{о.е.}$	0,37	1,27	0,46	0,34	0,87	0,69	0,53	0,88
$C, \text{мкФ}$	212	172	214	258	451	139	483	540
$\tau^*, \text{о.е.}$	0,39	1,07	0,43	0,41	0,59	0,62	0,46	0,81
$i_{m1}, \text{кА}$	1,34	14,25	2,02	1,42	1,91	3,63	0,81	2,23
$f_{m2}, \text{кН}$	176,3	984,0	239,6	217,2	40,0	86,4	25,7	60,4
$V_{p2}, \text{м/с}$	21,5	52,8	16,8	19,5	9,8	22,7	5,4	8,8
$\theta_{I2}, \text{К}$	0,4	4,5	0,5	0,1	0,8	4,9	0,4	0,4
$\theta_2, \text{К}$	0,8	1,7	1,1	0,3	0,6	2,0	0,3	0,2
$\eta_m, \%$	49,8	87,6	43,1	87,8	14,6	51,4	11,7	56,8
$\eta_{p2}, \%$	45,3	86,9	41,3	86,4	13,7	48,1	10,4	56,2
$K_{i2}, \%$	30,4	52,4	28,6	39,9	5,3	7,7	4,4	7,8
$FI, \text{Н}\cdot\text{с}$	141,5	96,5	169,8	204,4	54,3	33,9	80,6	88,5
$p^*, \text{кВт/кг}$	19,8	3984,1	33,1	93,4	6,3	308,8	1,3	10,6
$w^*, \text{Дж/кг}$	75,3	1787,4	88,2	318,5	21,2	317,0	10,5	36,2

При этом можно отметить следующие особенности полученных преобразователей:

- габаритные размеры и масса "криогенных" преобразователей, как правило, меньше, чем у «теплых» устройств, работающих при комнатной температуре;
- у "криогенных" устройств используется провод меньшего диаметра;
- у дискового преобразователя радиальные размеры обмоток примерно равны, но высота якорной обмотки составляет, как правило, 0,3...0,4 о.е. высоты обмотки возбуждения;
- у цилиндрического преобразователя высота якорной обмотки составляет 0,7...0,3 о.е. высоты обмотки возбуждения, причем их относительное начальное смещение составляет 0,35...0,49 о.е.;
- разность между максимальным η_m и конечным η_p значениями КПД у полученных преобразователей минимальна;
- "криогенные" варианты ЭИПИТ развивают более высокие значения скорости при повышенных значениях КПД (1,9...2,1 раза для дисковых и 3,5...5,4 раза для цилиндрических преобразователей) и параметра эффективности ускорения K_i (1,4...1,8 раза);
- высокие значения энергии удара w^* и ударной мощности p^* «криогенных» преобразователей существенно превосходят аналогичные показатели неохлаждаемых вариантов;
- дисковые преобразователи обеспечивают более высокие значения скорости (2,2...3,1 раза), КПД (1,5...4,0 раза) и параметра эффективности ускорения K_i (5,1...6,8 раза) по сравнению с цилиндрическими устройствами.

При используемом методе синтеза параметров можно получить набор высокоэффективных ЭИПИТ, удовлетворяющих различным требованиям по геометрии, по массе, по амплитуде тока возбуждения, источника питания, по удельным параметрам и др. В табл. 3 представлены параметры дисковых ЭИПИТ со значениями КПД, превышающими 85 %, а в табл. 4 – параметры цилиндрических преобразователей со значениями КПД, превышающими 48 %, при криогенном охлаждении и разгоне ИЭ массой 1 кг.

Таблица 3

Параметры криогенных ЭИПИТ дисковой формы

Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
$D_{ex1}, \text{мм}$	225	275	114	310	177	292	320	237
$\varepsilon_{H1}, \%$	3,3	3,0	6,2	5,7	4,5	3,6	4,9	7,0
$d_0, \text{мм}$	2,5	2,5	1,9	3,0	2,5	2,8	3,0	2,9
$w_{I2}, \text{шт}$	90	130	50	244	70	148	216	192
$m_{I2}, \text{кг}$	5,9	9,5	1,4	22,5	3,5	12,6	23,5	13,1
$D_{ex}^*, \text{о.е.}$	1,06	0,92	1,03	0,98	0,93	0,94	1,04	0,91
$D_c^*, \text{о.е.}$	1,02	0,92	0,86	0,98	0,88	0,97	1,06	1,01
$\varepsilon_H^*, \text{о.е.}$	0,80	1,05	0,87	0,58	0,96	0,80	0,62	0,89
$\lambda^*, \text{о.е.}$	1,01	0,80	1,27	0,52	0,85	0,31	0,68	0,58
$C, \text{мкФ}$	253	116	172	131	196	116	129	100
$\tau^*, \text{о.е.}$	0,94	0,87	1,07	0,55	0,87	0,69	0,68	0,70
$i_{m1}, \text{кА}$	11,54	5,63	14,25	2,39	9,48	4,65	3,63	3,01
$f_{m2}, \text{кН}$	2008,3	959,3	984,0	500,9	784,7	810,4	927,1	361,6
$V_e, \text{м/с}$	42,8	36,0	52,8	25,9	45,6	33,5	26,2	24,7
$\theta_1, \text{К}$	1,1	0,5	4,5	0,1	1,2	0,3	0,1	0,2
$\theta_2, \text{К}$	0,7	0,4	1,7	0,2	0,9	0,4	0,2	0,2
$\eta_m, \%$	88,6	89,7	87,6	90,9	89,5	90,2	91,3	90,2
$\eta_e, \%$	87,9	89,4	86,9	90,5	89,0	89,9	91,0	89,9

K_{is} , %	84,2	68,3	52,4	58,8	55,0	65,6	72,5	35,5
Fl , Н·с	183,4	188,7	96,5	226,5	119,5	195,3	276,2	143,7
p , кВт/кг	494,8	293,2	3984,1	52,0	1034	183,3	72,5	100,2
w , Дж/кг	613,3	356,1	1787,4	130,0	776,1	258,5	153,4	135,2

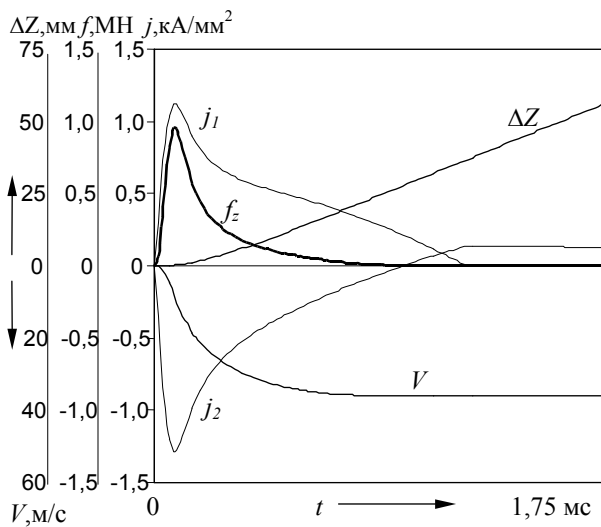
Таблица 4

Параметры криогенных ЭИПИТ
цилиндрической формы

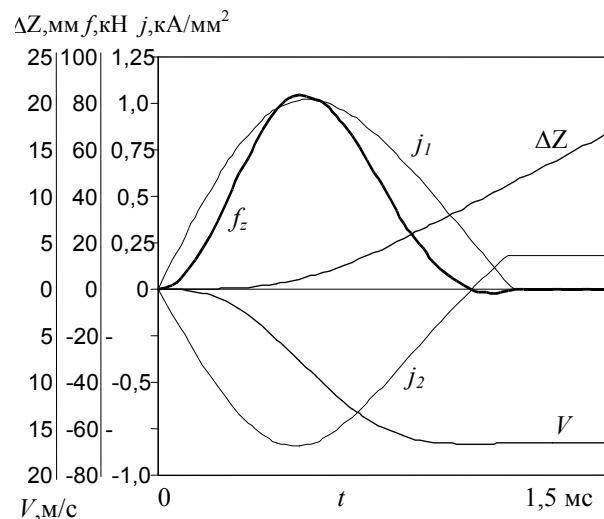
Вариант	1	2	3	4	5	6	7	8
D_{ext} , мм	90	105	57	93	84	90	90	65
ε_{H1} , о.е.	1,73	1,81	2,53	2,32	2,50	2,13	1,39	2,77
d_0 , мм	2,7	2,3	1,3	2,7	2,4	2,4	2,2	2,2
w_1 , шт	86	294	184	228	180	208	178	90
m_{12} , кг	3,7	8,0	1,2	7,1	4,1	5,2	3,9	1,9
z_2^* , о.е.	0,36	0,41	0,49	0,37	0,53	0,30	0,31	0,36
D_c^* , о.е.	0,45	0,41	0,49	0,42	0,45	0,43	0,42	0,49
ε_H^* , о.е.	0,67	0,96	0,63	0,96	0,46	0,72	1,06	0,60
λ^* , о.е.	0,79	0,39	0,69	0,40	0,37	0,40	0,44	0,88
C , мкФ	511	179	139	397	348	304	566	1000
τ^* , о.е.	0,63	0,37	0,62	0,41	0,47	0,41	0,39	0,70
i_{m1} , кА	6,19	1,93	3,63	2,94	3,34	3,07	2,94	7,30
f_m , кН	83,7	47,0	86,4	45,9	50,4	61,7	52,7	90,7
V_e , м/с	16,6	13,7	22,7	14,2	17,0	18,8	19,4	24,2
θ_1 , К	0,8	0,3	4,9	0,4	0,7	0,6	1,0	3,6
θ_2 , К	0,5	0,4	2,0	0,5	0,6	0,9	1,1	1,4
η_m , %	61,2	57,5	51,4	52,8	57,8	59,6	62,4	59,2
η_e , %	60,9	56,7	48,1	52,1	55,2	58,3	52,8	54,8
K_{is} , %	7,3	6,1	7,7	6,1	6,1	8,8	8,3	11,1
Fl , Н·с	43,7	44,4	33,9	43,0	35,8	46,7	42,6	46,0
p , кВт/кг	82,6	17,2	308,8	19,7	41,6	45,0	40,3	200,0
w , Дж/кг	97,4	37,8	317,0	42,9	74,0	84,6	106,8	290,6

Несмотря на существенные различия в геометрических и массогабаритных параметрах, у высокоэффективных дисковых преобразователей можно отметить следующие закономерности:

- относительная высота обмотки возбуждения невелика и составляет 3...7 % от ее радиальной ширины;
- диаметр провода обмотки находится в диапазоне 2,5...3,0 мм;
- радиальные размеры обмоток примерно равны, но аксиальная высота вторичной обмотки ниже, чем у первичной;



а)



б)

- якорная обмотка, как правило, содержит меньшее количество медного провода по сравнению с обмоткой возбуждения, и ее постоянная времени ниже;
- превышения температуры обмоток, как правило, находится в диапазоне 0,1...1,2 К;
- емкости источника питания находятся в диапазоне 250...100 мкФ; при этом напряжения достигают величин $U_0=6,3...10,0$ кВ.

У высокоэффективных цилиндрических преобразователей можно отметить следующие закономерности:

- относительная высота обмотки возбуждения составляет, как правило, 1,7...2,5 о.е. к ее радиальной ширине;
- диаметр провода обмотки находится в диапазоне 2,2...2,7 мм;
- взаимное начальное смещение обмоток составляет 0,3...0,5 о.е. относительно их высоты;
- отношение средних диаметров вторичной обмотки к первичной составляет 0,41...0,49 о.е.;
- якорная обмотка, как правило, ниже, чем обмотка возбуждения и содержит меньшее количество медного провода;
- поскольку емкости источника питания находятся в диапазоне 140...1000 мкФ, то его напряжение составляет $U_0=3,2...8,5$ кВ - что значительно ниже, чем у дисковых преобразователей.

Рассмотрим особенности электромеханических характеристик синтезированных высокоэффективных ЭИПИТ. На рис. 2 представлены рабочие характеристики оптимальных вариантов преобразователей, работающих при азотном охлаждении (вариант 2 из табл. 3 и вариант 1 из табл. 4), ускоряющих ИЭ массой 1 кг (j_n - плотности токов в обмотках). Заметим, что у преобразователей, работающих при комнатной температуре, характер рабочих характеристик практически аналогичен. На основе анализа характеристик можно отметить следующие особенности:

Рис. 2. Рабочие характеристики оптимальных вариантов ЭИПИТ дисковой (а) и цилиндрической (б) формы, функционирующих при азотном охлаждении

- в дисковом преобразователе токи в обмотках носят выраженный негармонический характер, а в цилиндрическом, наоборот, практически гармонический в течение импульса возбуждения;
- в дисковом преобразователе коэффициенты магнитной связи обмоток K_{12} в исходном состоянии составляют 0,81 (при температуре $T_0=297$ К) и 0,88 (при $T_0=77$ К), что существенно выше, чем в цилиндрических устройствах, где $K_{12}=0,57$;
- электродинамические усилия в дисковых преобразователях имеют форму импульса с резким начальным фронтом и медленным спаданием;
- в цилиндрических преобразователях фазовый сдвиг между токами в обмотках мал, вследствие чего малы и тормозные электродинамические силы;
- в "криогенных" преобразователях величина "паразитной" тормозной электродинамической силы существенно снижена по сравнению с "теплым" вариантом устройства.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Таким образом, на базе выбора основных параметров, параметрических и функциональных ограничений с использованием глобальной и локальной методик оптимизации, основанной на сочетании генетических алгоритмов и метода деформируемого многогранника, можно в зависимости от назначения ЭИПИТ, ускоряемой нагрузки, условий охлаждения, электронной системы управления и др., обеспечить наибольшую эффективность его работы. Показано, что дисковая конфигурация преобразователя обеспечивает более высокие показатели (КПД до 40 % при комнатной температуре и до 90 % при азотной), чем цилиндрическая (КПД до 14 % при комнатной температуре и до 60 % при азотной). Но для цилиндрических преобразователей можно использовать емкостные накопители с более низкими напряжениями. Установлены основные параметры высокоэффективных преобразователей и показано, что криогенное охлаждение существенно повышает рабочие параметры, особенно их удельные значения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васковский Ю.Н. Автоматизированный синтез параметров индукционно-динамического двигателя // Техническая электродинамика. - 1988. - № 3. - С. 61-67.
- [2] Alotto P.G., Eranda C., Brandstatter B. et al. Stochastic algorithms in electromagnetic optimization // IEEE Transactions on Magnetics. - 1998. - V.34, №5. - P. 3674-3684.
- [3] Боллох В.Ф., Даныко В.Г., Лысенко Л.И. Эффективность работы и параметры многосекционного индукционного ускорителя с криогенным охлаждением // Электротехника и электромеханика. - 2003. - № 1. - С. 14-22.
- [4] Бейко И.В., Бублик Б.Н., Зинько П.Н. Методы и алгоритмы решения задач оптимизации. - К.: Вища школа, 1983. - 512 с.
- [5] Nollan R., Pillay T., Hagne T. Application of Genetic Algorithms to motor parameter determination // Proc. IAS Meeting. - Baltimore (USA). - 1994. - P. 42-54.
- [6] Вороновский Г.К., Махотило К.В., Петрашев С.Н. и др. Генетические алгоритмы, искусственные нейронные сети и проблемы виртуальной реальности. - Харьков: Основа, 1997. - 112 с.
- [7] Lysenko L.I., Omelyanenko V.I., Sergeev S.A. Parallel genetic algorithm and its application to linear synchronous motor optimization // International Journal of Applied Electromagnetics and Mechanics. - 1998. - V.9, №3. - P. 303-314.
- [8] Сергеев С.А., Лысенко Л.И. Эволюционная стратегия решения задач многокритериальной оптимизации на базе метода деформируемого многогранника // Труды Междунар. конф. "Информационные технологии: наука, техника, технология, образование здоровье" - Харьков: ХГПУ. - 1995. - Ч. 2. - С. 40.
- [9] Голоскоков Е.Г., Северин В.П. Модификация метода деформируемого многогранника для оптимизации иерархической последовательности критериев // Техническая кибернетика и ее приложения. - Харьков: Вища школа. - 1986. - С. 27-30.
- [10] Боллох В.Ф. Электромеханический импульсно-индукционный ускоритель с криогенным охлаждением // Электротехника. - 2000. - № 8. - С. 45-52.

Поступила 20.08.2003

ИССЛЕДОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТЕЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИМ МЕТОДОМ

Бялобржеский А.В., Ломонос А.И.

Кременчугский государственный политехнический университет
Украина, 39601, Кременчуг, ул. Первомайская, 20, КГПУ,
кафедра “Систем автоматического управления и электропривода”

Застосування сучасних мікропроцесорних систем дозволяє поглиблений аналізувати енергетичні режими, що протікають в елементах електромеханічних систем. Певні результати можуть бути одержані при використуванні методу енергодіагностики для аналізу процесу перетворення потужності в різних елементах систем. У статті розглянуті принципи отримання системи рівнянь для діагностики електромагнітної системи з урахуванням виникаючих втрат в сталі і міді електричної машини.

Применение современных микропроцессорных систем позволяет углубленно анализировать энергетические режимы, протекающие в элементах электромеханических систем. Определенные результаты могут быть получены при использовании метода энергодиагностики для анализа процесса преобразования мощности в различных элементах систем. В статье рассмотрены принципы получения системы уравнений для диагностирования электромагнитной системы с учетом возникающих потерь в стали и меди электрической машины.

В основе сложных, разных по физической природе, процессов в электромеханических преобразователях находятся энергопроцессы в электрических цепях, электромагнитных и механических конструкциях. Информация об этих процессах является основой, на которой базируются известные методы анализа, диагностики электромеханических систем. При реализации указанных задач используются разнообразные схемы замещения, позволяющие оценить параметры активных сопротивлений, индуктивностей и т. п. В вариантах их использования с линейными элементами схемы замещения позволяют оценить потоки мощности в звеньях цепи преобразования энергии [1, 2].

В упомянутых задачах для оценки правильно-сти получаемых результатов широко пользуются уравнением баланса активной мощности как фундаментальной основой закона сохранения энергии. Реже используются другие варианты уравнений баланса – уравнения баланса на отдельных гармониках мощности, баланса знакопеременных составляющих мгновенной мощности. Исследованиями [2, 3] установлено, что баланс мгновенной мощности соблюдается в целом для всех элементов схемы замещения, а также для каждой из составляющих – ансамбля знакопеременных составляющих мгновенной мощности, включая гармонику нулевого порядка. Отмеченное положение по существу означает принцип суперпозиции составляющих мгновенной мощности в электрической цепи. Уравнения баланса мощности на всех гармониках, входящих в совокупность $k = m \pm n$ (m, n – гармоники в кривой тока и напряжения) могут быть использованы в качестве исходных уравнений системы для диагностики параметров электромеханической системы, включающей в себя как линейные, так и нелинейные элементы. Учет последних вызывается необходимостью учета “незначительных” параметров, энергопроцессы в которых в весовом отношении невелики, но их оценка существенно важна, так как

определяет некоторые важные параметры, например, работоспособность агрегата. Так, например, оценка потерь в стали, нелинейно зависящих от частоты и индукции, представляется важной для электрических машин, прошедших стадию ремонта, по той причине, что влияние этих потерь на температурный режим также велико, как и влияние потерь в меди. Попытки упростить анализ, учет потерь в стали путем эквивалентизации их посредством некоторого сопротивления активного характера, как правило, приводят к существенным ошибкам, а порой и к неприемлемым результатам. Таким образом, возникает необходимость адекватного отражения мгновенной мощности, так она является параметром, наиболее точно отражающим энергетические процессы [2, 4].

Упомянутый учет может быть осуществлен, как указывалось, посредством оценки составляющих мгновенной мощности с учетом гармонического состава напряжения и тока. При этом выражение для составляющих мощности можно представить в виде:

$$P(t) = \sum_{\substack{k=2m=2n \\ m=n}} P_{k0} + \sum_{\substack{k=m \pm n=2m=2n \\ k=m \pm n=1}} P_{ka} \cos k\Omega t + \sum_{\substack{k=m \pm n=2m=2n \\ k=m \pm n=1}} P_{kb} \sin k\Omega t, \quad (1)$$

где k – порядок гармоник мощности ($k = m \pm n$); P_{k0} , P_{ka} , P_{kb} – составляющие мощности (постоянная, косинусная и синусная составляющие соответственно).

Рассмотрим уравнение электрического равновесия электрической машины в общем виде:

$$U(t) = I(t) \cdot R + L \cdot \frac{dI(t)}{dt} + e(t),$$

где $U(t)$, $I(t)$, $e(t)$ – зависимости напряжения, тока и ЭДС машины; R , L – сопротивление и индуктивность машины.

Попытка включить в уравнение равновесия составляющую, описывающую потери в стали, не даст результата, так как полученные результаты не точны. Если включать в общие потери момент потерь в стали, то на примере машины постоянного тока будем иметь:

$$U(t) \cdot I(t) = I^2(t) \cdot R + L \cdot I(t) \cdot \frac{dI(t)}{dt} + M_c(\omega) \cdot \omega(t),$$

где $M_c(\omega)$ – зависимость сил статического сопротивления, которая в общем случае является достаточно сложной и нелинейной.

В последнюю составляющую мощности в качестве независимой может быть включена мощность потерь в стали, возникающая при вращении якоря и зависящая как от скорости вращения, так и от тока возбуждения

$$M_c(\omega) \cdot \omega(t) = \Delta P_c(\omega, I_a) + M_{ci}(\omega) \cdot \omega(t),$$

где M_{cm} – момент механических потерь; $\Delta P_c(\omega, I_B)$ – потери в стали, вызывающие дополнительный тормозящий момент.

При диагностировании основными информационными параметрами являются напряжение и ток якорной цепи [5]. Связать же потери в стали с током якоря в виду зависимости их от тока возбуждения и скорости вращения невозможно.

Действительно, если в общем случае представить потери в стали зависимостью от времени

$$\Delta P_c(t) = c \cdot \left(\frac{d}{dt} F(B, f, t) \right)^\alpha, \quad (2)$$

где B – индукция в пакете стали; $f(t)$ – зависимость частоты перемагничивания стали; $\alpha > 1$ – показатель степени.

Очевидно, что с учетом установленного положения, схемы замещения как общепринятый инструмент для исследования, неадекватно отражают энергетику процессов, если есть необходимость учета сложных зависимостей потерь в стали и механических потерь.

В литературных источниках при рассмотрении электромагнитных процессов в конструкции электрических машин обычно концентрируют внимание на ненасыщенной индуктивности без учета возникающих в ней потерь [6]. На данных допущениях основаны основные методы расчета электрических машин, базирующиеся на постоянной индуктивности.

В задачах диагностики электрических машин и электромеханических систем такие допущения не оправданы.

Одним из наиболее подходящих методов в данном случае может быть использован метод энергодиагностики, позволяющий учитывать все особенности физических процессов, протекающих в сложной электромагнитной системе. При этом учитывается мощность искажения, которая переходит в разноименные синусные и косинусные составляющие [1, 4].

В [2] предложены два подхода к анализу энергопроцессов:

– метод горизонтальных сечений, заключающийся в том, что каждая из гармонических составляющих мгновенной мощности на каждом элементе электромеханической системы суммируется с последующей на всем интервале повторения сигнала T . Сказанное иллюстрируется рис.1, на котором представлена кривая мгновенной мощности

$P(t)$, а также кривые мощности различных частот ($P_2(t)$, $P_4(t)$);

– метод вертикальных сечений, заключающийся в формировании массива данных мгновенной мощности для заданных моментов времени при составлении уравнений баланса мгновенной мощности (при этом принимается, что мгновенная мощность источника в данный момент времени равна сумме мгновенных мощностей элементов, входящих в анализируемую систему).

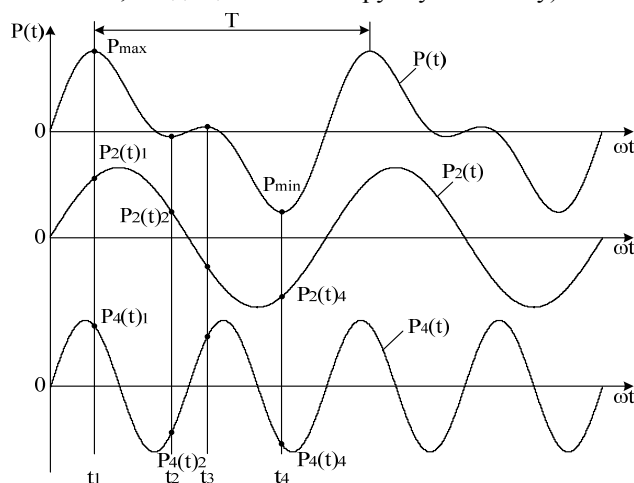


Рис.1. Кривые мгновенной мощности $P(t)$ и составляющих разных частот и $P_2(t)$ и $P_4(t)$

Преимуществом последнего метода является то, что составление уравнений баланса мощностей возможно на конкретном интервале изменения контролируемых величин, при этом данный интервал может не быть равным периоду изменения сигнала (рис.2). Для данного метода необходимо знание мгновенных мощностей отдельных элементов, параметры которых неизменны или являются некоторыми зависимостями от времени, тока и т. п.

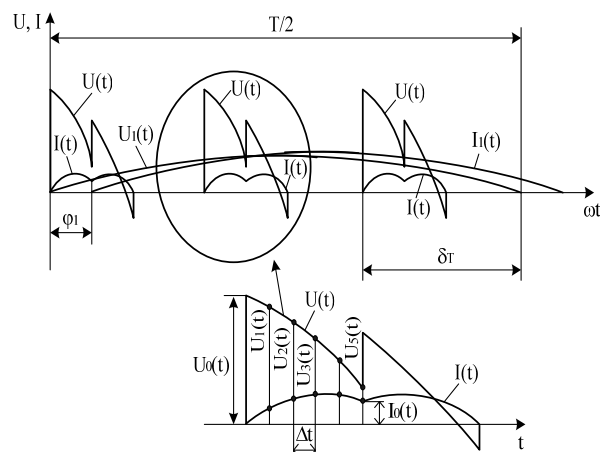


Рис.2. Линейные диаграммы тока и напряжения

Выполним анализ процедур диагностики электромагнитной системы на примере энергетических процессов, протекающих в катушке со сталью, с позиций положений метода энергодиагностики.

Катушку со сталью можно рассматривать со следующих позиций:

- насыщенную без потерь;
- ненасыщенную с учетом возникающих потерь;
- насыщенную с потерями.

Согласно [5], выражения для тока и напряжения источника питания, а также для изменяющейся во времени индуктивности представляем для ν -той гармоники в виде:

$$\begin{aligned} U(t) &= U_0 + a_{u\nu} \cos \nu\omega t + b_{u\nu} \sin \nu\omega t; \\ I(t) &= I_0 + a_{i\nu} \cos \nu\omega t + b_{i\nu} \sin \nu\omega t; \\ L(t) &= L_0 + a_{L\nu} \cos \nu\omega t + b_{L\nu} \sin \nu\omega t. \end{aligned}$$

При этом коэффициенты U_0 , I_0 , $a_{u\nu}$, $b_{u\nu}$, $a_{i\nu}$, $b_{i\nu}$ определяются на основании разложения в ряд Фурье экспериментальных зависимостей.

Если рассматривается катушка с постоянной индуктивностью без возникающих в ней потерь, описываемая зависимостью $P_L(t) = L \cdot I(t) \cdot \frac{dI(t)}{dt}$, то выражение для мгновенной мощности имеет вид:

$$\begin{aligned} P_L(t) &= L\nu\omega \cdot [I_0 b_i \cos \nu\omega t - a_i I_0 \sin \nu\omega t + \\ &+ a_i b_i \cos 2\nu\omega t + \frac{1}{2}(b_i^2 - a_i^2) \sin 2\nu\omega t]. \end{aligned} \quad (3)$$

Если рассматривается насыщенная катушка без потерь, описываемая зависимостью $P_{L(t)}(t) = I(t) \cdot \frac{d}{dt} \{L(t) \cdot I(t)\}$, то выражение для мгновенной мощности имеет вид:

$$\begin{aligned} P_{L(t)}(t) &= \nu\omega \cdot [\frac{1}{2}(a_i b_L I_0 - a_L b_i I_0) + \cos \nu\omega t \times \\ &\times (I_0 L_0 b_i + I_0^2 b_L + \frac{1}{2} a_i^2 b_L + \frac{1}{2} b_i^2 b_L) - \sin \nu\omega t \times \\ &\times (I_0 L_0 a_i + I_0^2 a_L + \frac{1}{2} a_i^2 a_L + \frac{1}{2} b_i^2 a_L) + \\ &+ \cos 2\nu\omega t (a_i b_i L_0 + \frac{3}{2} a_L b_i I_0 + \frac{3}{2} a_i b_L I_0) + \\ &+ \sin 2\nu\omega t (\frac{1}{2} b_i^2 L_0 - \frac{1}{2} a_i^2 L_0 + \frac{1}{2} b_i b_L I_0 - \\ &- \frac{3}{2} a_i a_L I_0) + \cos 3\nu\omega t (a_i a_L b_i + \frac{1}{2} a_i^2 b_L - \\ &- \frac{5}{4} b_i^2 b_L) + \sin 3\nu\omega t (a_i b_L b_i + \frac{1}{2} b_i^2 a_L - \frac{1}{2} a_i^2 a_L). \end{aligned} \quad (4)$$

Если рассматривается ненасыщенная катушка с возникающими потерями, описываемая зависимостью

$$P'_L(t) = L \cdot I(t) \cdot \frac{dI(t)}{dt} + I^2(t) \cdot R + c' \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2,$$

где $\Delta P_i = I^2(t) \cdot R$ - потери в меди; $\Delta P_c = c' \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2$ - зависимость потерь в стали; то выражение для мгновенной мощности имеет вид:

$$\begin{aligned} P'_L(t) &= I_0^2 R + \frac{R}{2} (a_i^2 + b_i^2) + \frac{c' \nu^2 \omega^2}{2} (a_i^2 + b_i^2) + \\ &+ \cos \nu\omega t (L\nu\omega b_i I_0 + 2a_i I_0 R) + \sin \nu\omega t (2b_i I_0 R - \\ &- a_i I_0 L\nu\omega) + \cos 2\nu\omega t [L\nu\omega a_i b_i + \frac{R}{2} (a_i^2 - b_i^2) + \\ &+ (b_i^2 - a_i^2) \frac{c' \nu^2 \omega^2}{2}] + \sin 2\nu\omega t [\frac{L\nu\omega}{2} (b_i^2 - a_i^2) + \\ &+ R a_i b_i - c' \nu^2 \omega^2 a_i b_i]. \end{aligned} \quad (5)$$

В случае, если рассматривается насыщенная катушка с потерями в стали и в меди, выражение для которой

$$P'_{L(t)}(t) = I(t) \cdot \frac{d}{dt} \{L(t) \cdot I(t)\} + I^2(t) \cdot R + c' \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2,$$

то мгновенную мощность можно представить в виде:

$$\begin{aligned} P'_{L(t)}(t) &= \frac{\nu\omega}{2} (a_i b_L I_0 - a_L b_i I_0) + I_0^2 R + \frac{R}{2} (a_i^2 + b_i^2) + \\ &+ \frac{c' \nu^2 \omega^2}{2} (a_i^2 + b_i^2) + \cos \nu\omega t [\nu\omega (I_0 L_0 b_i + I_0^2 b_L + \frac{1}{2} a_i^2 b_L + \frac{1}{2} b_i^2 b_L) \\ &+ 2a_i I_0 R] - \sin \nu\omega t [\nu\omega (I_0 L_0 a_i + I_0^2 a_L + \frac{1}{2} a_i^2 a_L + \frac{1}{2} b_i^2 a_L) \\ &+ 2b_i I_0 R] + \cos 2\nu\omega t [\nu\omega (a_i b_i L_0 + \frac{3}{2} a_L b_i I_0 + \frac{3}{2} a_i b_L I_0) + \\ &+ \frac{R(a_i^2 - b_i^2)}{2} + (b_i^2 - a_i^2) \frac{c' \nu^2 \omega^2}{2}] + \sin 2\nu\omega t [\nu\omega (\frac{1}{2} b_i^2 L_0 - \frac{1}{2} a_i^2 L_0 \\ &+ \frac{1}{2} b_L b_i I_0 - \frac{3}{2} a_L a_i I_0) + a_i b_i R - c' \nu^2 \omega^2 a_i b_i] + \\ &+ \cos 3\nu\omega t [\nu\omega (a_i a_L b_i + \frac{1}{2} a_i^2 b_L - \frac{5}{4} b_i^2 b_L)] + \\ &+ \sin 3\nu\omega t [\nu\omega (a_i b_L b_i + \frac{1}{2} b_i^2 a_L - \frac{1}{2} a_i^2 a_L)]. \end{aligned} \quad (6)$$

Полученные выражения необходимы при использовании метода горизонтальных сечений.

В случае же использования метода вертикальных сечений нет необходимости получения таких громоздких выражений. Поскольку необходимо знание только значений сигналов напряжения и тока источника питания в каждый момент времени, а также аналитического представления зависимостей индуктивности и потерь в стали от времени.

Уточним сказанное, проведя диагностирование параметров катушки со сталью методом вертикальных сечений; схема замещения экспериментальной установки представлена на рис.3.

В качестве примера будем исследовать насыщающую катушку с возникающими в стали потерями. Уравнение баланса мощности для рассматриваемого случая будет иметь вид:

$$P'_{L(t)}(t) = I(t) \cdot \frac{d}{dt} \{L(t) \cdot I(t)\} + I^2(t) \cdot R + c' \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2.$$

После раскрытия скобок данное выражение будет иметь вид:

$$\begin{aligned} P'_{L(t)}(t) &= I^2(t) \cdot \frac{dL(t)}{dt} + I(t) \cdot L(t) \cdot \frac{dI(t)}{dt} + \\ &+ I^2(t) \cdot R + c' \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2. \end{aligned} \quad (7)$$

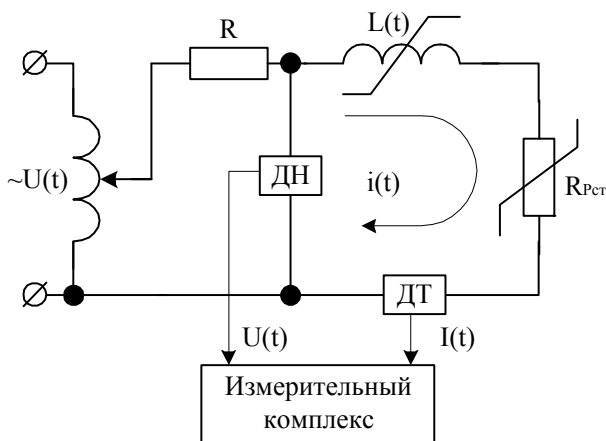


Рис.3. Схема замещения экспериментальной установки

Положим, что значимыми гармониками сигналов напряжения и тока будут нечетные, а сигнала индуктивности – четные гармонические составляющие, которые задаем в виде:

$$U(t) = U_0 + \sum_{k=1,3,5} Ua_k \cos k\omega t + \sum_{k=1,3,5} Ub_k \sin k\omega t; \quad (8)$$

$$I(t) = I_0 + \sum_{k=1,3,5} Ia_k \cos k\omega t + \sum_{k=1,3,5} Ib_k \sin k\omega t; \quad (9)$$

$$L(t) = L_0 + \sum_{k=2,4,8} La_k \cos k\omega t + \sum_{k=2,4,8} Lb_k \sin k\omega t. \quad (10)$$

В соответствии с методом вертикальных сечений, сумма мгновенных мощностей на всех элементах схемы замещения в момент времени t_1 равна мгновенной мощности источника питания в тот же момент времени. То есть, можно составить систему уравнений, в состав которой будут входить мгновенные значения ортогональных составляющих напряжения и тока источника питания, определенные в соответствующие моменты времени t_k . Количество уравнений системы должно равняться количеству неизвестных параметров схемы замещения.

С учетом представления сигналов напряжения, тока и индуктивности в виде (8)-(10), а также математических преобразований, выражение (7) принимает вид:

$$\begin{aligned} U(t) \cdot I(t) = & I^2(t) \cdot R + I(t) \frac{dI(t)}{dt} \cdot L_0 + La_2 \cdot [I(t) \frac{dI(t)}{dt} \times \\ & \times \cos 2\omega t - 2\omega I^2(t) \cdot \sin 2\omega t] + La_4 \cdot [I(t) \frac{dI(t)}{dt} \cdot \cos 4\omega t - \\ & - 4\omega I^2(t) \cdot \sin 4\omega t] + Lb_2 \cdot [I(t) \frac{dI(t)}{dt} \cdot \sin 2\omega t - 2\omega I^2(t) \times \\ & \times \cos 2\omega t] + Lb_4 \cdot [I(t) \frac{dI(t)}{dt} \cdot \sin 4\omega t - 4\omega I^2(t) \cdot \cos 4\omega t] + \\ & + c \cdot \left(\frac{dI(t)}{dt} \right)^2. \end{aligned}$$

Поскольку в рассматриваемом случае в последнем выражении имеется 7 неизвестных параметров ($R, L_0, La_2, La_4, Lb_2, Lb_4, c$), то, соответственно, искомая система должна состоять из 7 уравнений.

Решая полученную систему уравнений известными алгебраическими способами, вычисляются искомые диагностируемые параметры.

Таким образом, энергетический метод позволяет исследовать сложные электромеханические системы, определять их параметры, в том числе и потери в стали, при наличии соответствующего математического аппарата. Разработанный математический аппарат целесообразно использовать для целей диагностики параметров электрических машин при их испытаниях.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Родькин Д. Й., Кожушок Г. Н. Особенности использования метода энергодиагностики. Вестник Харьковского политехнического университета. Проблемы автоматизированного электропривода, Харьков, ХПУ, т.2, 2002, с. 526-531.
- [2] Родькин Д. Й., Барвинок Д. В. Особенности использования мгновенной мощности в задачах измерения и диагностики. Вісник КДПУ, в.1. – Кременчук, 2003 (18). – с. 163-169.
- [3] Родькин Д. Й. Принцип суперпозиции в процессах преобразования энергии. Вісник КДПУ, в.1. – Кременчук, 2003 (18). – с. 86-92.
- [4] Родькин Д. Й., Ломонос А. И. Оценка информационных признаков мгновенной мощности в элементах электромеханических систем. Вісник КДПУ, в.1. – Кременчук, 2002 (17). – с. 212-215.
- [5] Ломонос А. И., Бялобржеский А. В. Составляющие мгновенной мощности элементов преобразования энергии. Вісник КДПУ, в.1. – Кременчук, 2003 (18). – с. 170-174.
- [6] Андреев В. П., Сабинин Ю. А. Основы электропривода. М.-Л., Госэнергоиздат, 1963, 772 с.

Поступила 12.10.2003

ВТРАТИ ЕНЕРГІЇ В ФЕРОМАГНІТНОМУ МАГНІТОПРОВІДІ ІНДУКЦІЙНОГО РЕГУЛЯТОРА В КОЛІ РОТОРА АСИНХРОННОГО ДВИГУНА ПРИ ДИНАМІЧНИХ РЕЖИМАХ

Головань В.І., к.т.н., доц.

Чернівецький факультет Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”

Україна, 58000, Чернівці, вул. Головна, 203А

тел./факс (0372) 7-24-15

Головань І.В.

Інститут електродинаміки НАН України

Україна, 03680, Київ-57, пр. Перемоги, 56

тел. (044) 441-26-37

В результаті аналізу перетворення енергії електромагнітного поля у феромагнітному магнітопроводі індукційного регулятора в колі ротора асинхронного двигуна при динамічних режимах, встановлено, що у взаємозв'язку квазістатичного перемагнічування з вихровими струмами скриваються причини дисбалансу втрат енергії магнітної в'язкості (МВ). МВ ініційована поглинанням теплових коливань решітки електронами, локалізованими на дефектах структури конденсованої системи. Це поглинання носить когерентний характер і обумовлено релаксацією динамічної поляризації ядер з відмінним від нуля спином при переключенні магнітного поля.

В результате анализа преобразования энергии электромагнитного поля в феромагнитном магнитопроводе индукционного регулятора в цепи ротора асинхронного двигателя при динамических режимах, установлено, что во взаимосвязи квазистатического перемагничивания с вихревыми токами скрываются причины дисбаланса потерь энергии магнитной вязкости (МВ). МВ инициирована поглощением тепловых колебаний решетки электронами, локализованными на дефектах структуры конденсированной системы. Это поглощение носит когерентный характер и обусловлено релаксацией динамической поляризации ядер с отличным от нуля спином при переключении магнитного поля.

Розвиток асинхронних двигунів (АД) з індукційним регулятором (ІР) в колі фазного ротора (АДІР) приводить до пошуку нових феромагнітних матеріалів, які мають різні магнітні характеристики та самі різноманітні форми петель гістерезису (ПГ) [1,2]. В зв'язку з цим при розрахунках ІР виникає потреба в більш точних співвідношеннях для урахування нелінійності магнітних характеристик та втрат енергії в феромагнітному магнітопроводі (ФМ) на перемагнічування.

В результаті проведеного аналізу перетворення енергії електромагнітного поля (ЕМП) в ФМ ІР встановлено [1], що в динамічних режимах роботи АДІР за дисипацію енергії при динамічному перемагнічуванні ФМ в основному відповідають вихрові струми та магнітна в'язкість. В полях напруженістю магнітного поля $H \approx 10^5$ А/м і нижче вони залежать від товщини і питомого електричного опору ФМ, варіюючи якими можна змінювати в широких межах магнітну проникність і відповідно діапазон регулювання АДІР.

Для цього необхідно з'ясувати вплив зміни частоти на розвиток електромагнітного процесу в ФМ ІР. При вивченні динамічних режимів перемагнічування ФМ, а також при їх моделюванні необхідно знати причини дисбалансу втрат енергії магнітної в'язкості та механізм її ініціювання. В зв'язку з цим метою роботи являється встановлення причини дисбалансу втрат енергії магнітної в'язкості та механізм її ініціювання.

При запуску двигуна, коли ковзання $S=1$, величина і частота струму ротора максимальні, відповідно, потужність, яка поглинається ФМ ІР і його параметри мають максимальні значення, що обмежує величину пускового струму і підвищує пусковий момент. Протікання даного динамічного електромагнітного процесу в ФМ ІР пов'язано з явищем різкого поверхневого ефекту (ПЕ). Виходячи з цих умов задача розв'язується при слідуючих припущеннях: комплексна магнітна проникність $\tilde{\mu}_h = \mu_h e^{-j\beta h}$ враховуючи несинусоїдальність магнітного поля і гістерезису, для даного циклу перемагнічування приймається постійною; густина струму δ по товщині ФМ ІР не змінюється і розподіляється рівномірно.

При вказаних припущеннях і сумісному розв'язку рівнянь Максвелла для двохмірного простору в декартових координатах дає [2];

$$\left. \begin{aligned} \dot{H}_z = \frac{\partial^2 \dot{H}_z}{\theta_x^2 \partial x^2} + \frac{\partial^2 \dot{H}_z}{\theta_y^2 \partial y^2} = \dot{H}_z(x, y) + \dot{H}_z(y, x), \end{aligned} \right\} (1)$$

$$\text{де } \theta_x = \sqrt{j\omega\gamma_y \tilde{\mu}_h} = \frac{1}{\Delta x} e^{j\psi_p}; \quad \Delta_x = \frac{1}{\sqrt{\omega\gamma_y \mu_h}};$$

$$\theta_y = \sqrt{j\omega\gamma_x \tilde{\mu}_h} = \frac{1}{\Delta y} e^{j\psi_p}; \quad \Delta_y = \frac{1}{\sqrt{\omega\gamma_x \mu_h}} \quad (2)$$

$\gamma_x = 1/\rho_x$ і $\gamma_y = 1/\rho_y$ - питомі електричні провідності; $\rho_x : \rho_y$ - питомі опори магнітопроводу по напрям-

ках x і y ; θ_x і θ_y – коефіцієнти або постійні розподілення електромагнітної хвилі в магнітопровід; Δx і Δy – еквівалентна глибина (ЕГ) проникнення електромагнітного поля в магнітопровід при різкому ПЕ;

$\psi_p = \frac{\pi}{4} - \frac{\beta_H}{2}$ – фазовий кут між індуктивною е.р.с. та вихровим струмом при різкому ПЕ.

Складові (1) взаємозалежні, тому що кожна із похідних береться тільки по одній першій координаті, вказаній в дужках. Це дає можливість для спрощення розв'язку поставленої задачі розглянути тільки першу складову. Оскільки (2) величини комплексні, то рішення (1) слід шукати в вигляді функції комплексних аргументів [2]:

$$\dot{H}_z(x, y) = A_1 \cos(g_1 y + j p_1 x), \quad (3)$$

де A_1 , p_1 , g_1 , – постійні.

Співставляючи другу похідну від \dot{H}_z в (3) по x з складовою (1), відповідно знаходиться $p_1 = \theta_x$. Розриваючи косинуси в (3), використовуючи при цьому зв'язок кругових функцій з гіперболічними та низки перетворень з граничними умовами (рис. 1):

$$\dot{H}_z(x, y) = \left. \begin{array}{l} \dot{H}_{z(y)} \text{ при } x = \pm a; \\ \dot{H}_a \text{ при } x = \pm a, y = 0; \\ 0 \text{ при } y = \pm b, \end{array} \right\} \quad (4)$$

відповідно [2]:

$$\left. \begin{array}{l} \dot{H}_z(x, y) = \dot{H}_a \frac{ch\theta_x x}{ch\theta_x a} \varphi_n(y); \\ \dot{H}_z(x, y) = \dot{H}_b \frac{ch\theta_y y}{ch\theta_y b} \varphi_n(x). \end{array} \right\} \quad (5)$$

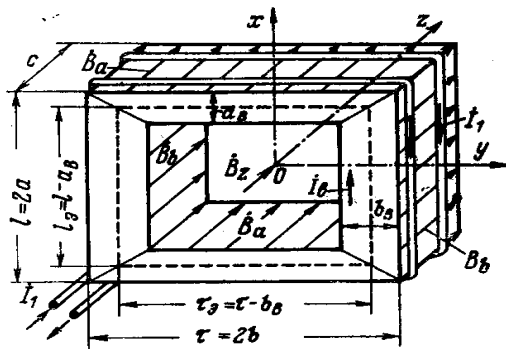


Рис.1 Зображення внутрішньої катушки з порожнистим стержнем магнітопроводу з концентрично розміщеними стержнями обмотки фази індукційного регулятора для визначення еквівалентних параметрів при поверхневому ефекті.

Із (5) згідно (1):

$$\delta_x = \frac{\partial \dot{H}_z(y, x)}{\partial y} = -\lambda_x \dot{E}_b \frac{sh\theta_y y}{sh\theta_y b} \varphi_n(x); \quad (6)$$

де $\varphi_n(x) = \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n} \sin \frac{n\pi}{2} \cos \frac{n\pi x}{2a}$ – являє собою математичний вираз граничних умов, які при інженер-

них розрахунках $\varphi_n(x) = 1$;

$$\dot{E}_a = -\rho_y \theta_x \dot{H}_a th\theta_x a = -j\omega \beta_a a B, \quad (7)$$

B_a – комплекс діючої індукції, рівномірно розподіленої на ЕГ a_B . Ця глибина дозволяє визначити дільницю τ_e контура L_e еквівалентного контуру вихрових струмів (рис.1), в якому згідно закону електромагнітної індукції діє е.р.с.

$$e_\tau = \dot{E}_e \tau_e = -j\omega \Phi, \quad (8)$$

магнітний потік

$$\dot{\Phi}_\tau = \tau_e a_B \dot{B}_a = \dot{\Phi}_a \quad (9)$$

де $\tau_e a_B$ – еквівалентна площа, рівна площі рівнобедреної трапеції із середньою лінією τ_e (рис.1).

При різкому ПЕ довжину еквівалентного контура (рис.1) можна прийняти практично рівній периметру Π , який охоплює переріз Q , та пронизується магнітною індукцією. При цьому амплітудне e_m і діюче e значення синусоїдальної е.р.с. еквівалентного контура L_e відповідно [2]:

$$\left. \begin{array}{l} e_m = \omega \Phi_m = \omega B_{mc} Q = \omega B_m \Pi \Delta_m = \Pi \sqrt{\omega \rho B_m H_m}; \\ e = \omega \Phi = \omega B_c Q = \omega B \Pi \Delta = \Pi \sqrt{\omega \rho B H}, \end{array} \right\} \quad (10)$$

де ЕГ Δ_m та Δ визначається по (2) при заміні μ_n на μ_m та μ .

Із (10) визначається еквівалентний питомий опір при різкому ПЕ [2]:

$$\rho = \frac{e_m^2}{\omega \Pi^2 B_m H_m} = \frac{e^2}{\omega \Pi^2 B H} = \frac{E^2}{\omega \mu H^2} \quad (11)$$

Своєрідне електромагнітне встрякування різноманітних по фізичних властивостях конденсованих систем під дією магнітного поля очевидно прискорює темпи релаксації та структурної перебудови в них. Загальна властивість таких систем заключається в тому, що всі вони насичені множиною різного роду дефектів і знаходяться в явно нерівному хоч і метастабільному стані [3].

Характерна особливість виявленого явища полягає в тому, що параметри структур, зумовлені примісно-дефектними комплексами, мають тенденцію до незворотньої зміни, в той час як параметри, які не визначаються примісно-дефектними комплексами та характеризуючі бездефектні структури піддаються періодичним змінам, зумовленим процесами в самій матриці кристалу [4].

Питання про причини дифузійної нестійкості в твердих тілах зводиться до того, яким чином примісі, які знаходяться, в основному, в зв'язаному стані та створюючі комплекси дефектів, переходять в незв'язаний стан [5]. Згідно уявленням розвиненим [6], для забезпечення такого процесу необхідно виконати умову, щоб після заповнених антизв'язуючих орбіталей стало рівним числу зв'язуючих. Відповідно орієнтації спина електрона, який приймає участь в хіміч-

ному зв'язку, може привести до заповнення антизв'язуючих орбіталей і послідовному розпаду зв'язку.

Як відомо, спин-спинова взаємодія може привести до переорієнтації спина. Миттєвий стан решітки Ізінга в кінетичній теорії описується функцією розподілення спинів по її вузлах $f(\dots\xi_i\dots)$. Ця функція визначає вигоідність заданої конфігурації спинів $f(\dots\xi_i\dots)$, дотого ж кожен її аргумент приймає два значення $\xi_i = \pm 1$, які відповідають двом можливим орієнтаціям спинів. Взаємодія решітки з термостатом приводить до спонтанних переверотів окремих спинів. Ефективна частота перевероту спинів [8].

$$\omega^\beta = \frac{\omega_0}{(\beta)^z} \exp(-\gamma\mu\beta H) \sum_{\{\alpha\}} \prod_{i=1}^z f\beta\alpha_i \exp(-\gamma\varepsilon\beta\alpha_i) \quad (12)$$

виражається через параметри α та β , які визначають по суті дальній і ближній порядок в решітці. Тут ω_0 – єдиний феноменологічний параметр, який визначає масштаб релаксаційних процесів в системі: $\gamma = 1/kT$, z – координаційне число решітки; μ – магнітний момент спина; H – зовнішнє магнітне поле; ε – енергія взаємодії сусідніх спинів; $f\beta(\{\alpha\})$ – представлено у вигляді добутку $f\beta$ і умовної вигоідності виявлення сукупності спинів $\{\alpha\}$ при умові, що в центрі знаходяться спин β , тобто

$$f\beta(\{\alpha\}) = \frac{1}{(\beta)^{z-1}} \prod_{i=1}^z f\beta\alpha_i.$$

Рівняння стану системи, яка встановлює зв'язок між параметром дальнього порядку R , температурою T та напруженістю магнітного поля H можна представити слідуочим чином

$$\sqrt{S} = \varepsilon^{-\frac{2}{z}} \left(\frac{1-R}{1+R} \right)^{\frac{z-1}{z}} = \left(\frac{\sqrt{R^z(1-a^4)} + a^4}{a^2(1+R)} - R \right), \quad (13)$$

де $a = e^{\gamma\varepsilon}$; $\varepsilon = e^{\gamma\mu H}$; $R = 2x - 1$.

Для пошуку критичної температури фазового переходу T_c прийнявши $H=0$ і розв'язавши співвідношення (13) відносно $a^2 = e^{2\gamma\varepsilon}$ отримаємо явну залежність температури T від R

$$a^2 = \exp\left(2\frac{\varepsilon}{kT}\right) = \frac{2R}{(1-R)^{1/Z}(1+R)^{Z-1/Z} - \frac{1}{-(1-R)^{1/Z}(1-R)^{Z-1/Z}}} \quad (14)$$

Графік залежності R від T різних значеннях координаційного числа Z приведені на рис.2.

Обчислюючи межу функції (14) при $R \rightarrow 0$ знаходиться критична температура фазового переходу

$$T_c = \frac{2\varepsilon}{K \ln\left(\frac{Z}{Z-2}\right)}. \quad (15)$$

Залежність зворотнього часу релаксації ν від температури $\nu(T)$ після елементарних перетворень

$$\nu(T) = \omega_0 \left(\frac{2e^{-\gamma\varepsilon}}{1e^{-2\gamma\varepsilon}} \right)^z \left(ze^{-2\gamma\varepsilon} - (z-2) \right). \quad (16)$$

В межах критичної точки функція (16) веде себе лінійно

$$\nu(T) = \frac{K\omega_0}{2\varepsilon_0} (z-1) \left(\frac{\sqrt{z(z-1)}}{z-1} \right)^z \ln\left(\frac{z}{z-2}\right) (T - T_c). \quad (17)$$

Поведінку $\nu(T)$ при різних Z представлено на рис.2. Асимптотика $\nu(T)$ при $T \rightarrow 0$ описується виразом

$$\nu(T) \approx -\omega_0 (z-2) 2^z e^{-\gamma\varepsilon}.$$

Необхідно відмітити, що стан з $R \neq 0$ стійкий.

Якщо врахувати, що така переорієнтація відбувається в основному після вимкнення зовнішнього поля, то природньо вважати, що “пам'ять” про дію МП зберігає поляризація ядер матриці, так як час її релаксації на багато порядків перевищує час релаксації поляризації спина електрона внаслідок ефективного спин-решітчатого взаємодії [7].

Поляризація забезпечується за рахунок взаємодії орієнтованих електронів на примісних центрах з ядрами решітки. Ця взаємодія являє собою диполь-дипольну взаємодію електрона на примісному центрі наприклад ядра ^{29}Si , яка при малих відстанях до цього ядра розглядається як контактна взаємодія. Вона пов'язана з відмінністю від нуля густини хвильової функції електрона, який захоплений на примісний центр, в місці розташування ядра ^{29}Si .

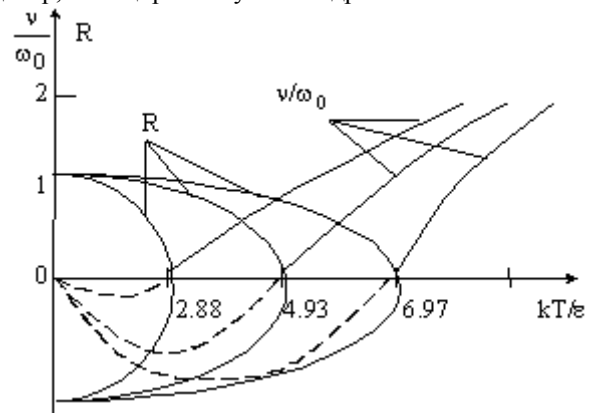


Рис.2 Залежність параметра дальнього порядку R від приведеної температури ($H=0$); залежність зворотнього часу, релаксації параметра загального порядку ν/ω_0 від приведеної температури при різних значеннях координаційного числа решітки Z [8].

В процесі поляризації за декілька секунд намагнічується деяке середовище ядер ^{29}Si радіусом $\approx 10\text{Å}$, яке оточує примісний центр, а потім намагніченість розповсюджується за рахунок спинової дифузії по кристалу. Необхідну для динамічної поляризації модуляцію в часі зверхтонкої взаємодії [8] можна отримати за рахунок теплового збудження носіїв з локалізованих станів в кремнії.

Частота спроб іонізації станів в середині забороненої зони кремнію

$$v = v_{\phi} \exp(-E_a/kT), \quad (18)$$

де $v_{\phi} = 10^{13}$ – характерна частота оптичних фононів;
 $E_a \approx 0.5 \text{ eV}$ – енергія активізації центру.

Резонанс частоти v (до речі, це може бути і частотою перескоків водню) з ларморівською частотою ядра ^{29}Si настає при величині поля

$$H = \frac{v}{\gamma} \approx 10^5 \text{ A/м}, \quad (19)$$

де $\gamma \approx 10.6 \text{ Гц}\cdot\text{м/А}$ – гідромагнітне відношення для ядер ^{29}Si .

Можливі довготривалі релаксації пов'язані з високою концентрацією в матриці ядер з відмінним від нуля спином.

Релаксація поляризації спинів ядер після вимкнення МП і приводить до переорієнтації спина електрона, захопленого на примісі. Найбільш швидко ця релаксація йде за рахунок взаємодії переорієнтації ядерного спина і спина електрона локалізованого на примісі. Переорієнтація спина електрона, захопленого на примісі і забезпечує заповнення антив'язуючого стану, який володіє більшою енергією чим зв'язуюче. Але для такого переходу необхідно поглинання фононів, тому релаксація йде з поглинанням енергії.

Релаксаційний процес в умовах прискореної дифузії протікає в сталі після дії поля і переводу системи дефектів структури в квазірівновісний стан, який характеризується новим розподіленням дефектних комплексів і пониженим рівнем внутрішніх напруг [9]. Появляється ясна сітка з признаками когерентного упорядкування включень в матрицю сталі (рис.3 [10]).

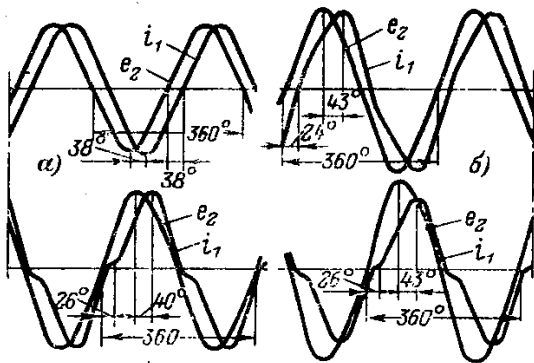


Рис.3 Осцилограми струму та е.р.с. феромагнетика при різних величинах струму і синусоїдальної напруги частотою 50 Гц (повернуті на 180°) [2].

Представлені на рис.3. [2] осцилограми первинного струму i_1 та вторинної е.р.с. $e_2 = e_1$ дозволяють встановити вплив насичення сталі при різкому ПЕ на форму кривих динамічної петлі (ДП), струму, е.р.с. та на величину фазового кута ψ_1 між первинним струмом та складовою напруги $U_e = -e_1$. Аналіз ДП, осцилограм та дослідних даних показує [2], що при динамічному перемагнічуванні вихрові струми (включаючи магнітну в'язкість) розширюють петлю гістерезиса в середній її частині та приводять до збільшення фазового зсуву між кривими $B(t)$ та $H(t)$.

Кут ψ_1 при насиченні сталі являється величиною змінною, причому, у вершин кривих i_1 і e_2 він отримує більший, ніж у основи (рис.3). Середнім значенням кута ψ_1 відповідають деякі середні значення гістерезисних кутів.

Але отримання динамічної кривої намагнічування феромагнетиків при різкому ПЕ пов'язано з труднощами із-за сильного нагрівання зразку в період досліду. До того ж такі криві не можуть бути використані при розрахунках зразків іншої форми перерізу або при іншій частоті. Тому знімати їх не має сенсу

При несинусоїдальній індукції в поверхневому шарі її середнє значення по перерізу, а відповідно е.р.с. e (13) отримується більша, чим при синусоїдальній. Е.р.с. через гармонійні складові від несинусоїдальної індукції в поверхневому шарі феромагнетика

$$e = \sqrt{e_1^2 + e_3^2 + e_5^2 + \dots + e_v^2}, \quad (20)$$

де $e_v = v\omega B_v \Pi \Delta_v = \Pi \sqrt{v\omega \rho_v B_v H_v}$; $\Delta_v = \sqrt{\rho_v / v\omega \mu_v}$, $v=1,3,5$ – порядковий номер гармоніки. Так як ЕГ Δ_v для кожної гармоніки різна, то і питомий опір ρ_v для кожної гармоніки буде різний. Так із (20)

$$e = \Pi \sqrt{\sum_{v=1}^{\infty} v\omega \rho_v H_v}, \quad (21)$$

із (11) і (21)

$$\rho = \frac{1}{BH} \sum_{v=1}^{\infty} v\rho_v B_v H_v. \quad (22)$$

В (22) питомий опір феромагнетика при різкому ПЕ залежить від магнітної енергії гармонійного спектру несинусоїдального магнітного поля в поверхневому шарі і від питомого опору, відповідного кожній гармоніці.

Із (10)

$$\frac{e_m}{e} = \sqrt{\frac{B_m H_m}{BH}} = \sqrt{2}, \quad (23)$$

зідки енергетичний зв'язок діючих значень несинусоїдальних величин B і H з їх максимальними значеннями

$$BH = \frac{1}{2} B_m H_m. \quad (24)$$

Енергія, яка споживається ІР витрачається на зміну запасу енергії в магнітному полі і на покриття активних втрат потужності на гістерезис, вихрові струми та магнітну в'язкість.

Із (11) витікає співвідношення

$$\frac{\delta E}{\omega BH} = \frac{E^2}{H^2 Z_{\text{вихл}}} = \Delta^2 \frac{\delta^2}{H^2} = 1. \quad (25)$$

Таким чином із (25) слідує, що при різкому ПЕ питома електрична енергія, обумовлена вихровими струмами I_v , рівна питомій магнітній енергії (ВА) обумовленій струмом збудження I_{ϕ} . Тому в заключення можна сказати, що різкий ПЕ настає тоді, коли електрична енергія стає рівною магнітній енергії.

По мірі розгону ротора величина та частота струму в колі ротора зменшується, відповідно зменшується потужність, що поглинається магнітопроводом.

Втрати потужності в ФМ ІР

$$P_a = rI_{\dot{\Phi}}^2 + r_B I_{\dot{\Phi}}^2; \quad (26)$$

де $rI_{\dot{\Phi}}^2$ - втрати обумовлені струмами збудження; $r_B I_{\dot{\Phi}}^2$ - втрати від вихрового струму.

Електрорушійна сила (8)

$$e_{\tau} = \dot{E}_a \tau_e = -\frac{\tau_e \dot{H}_a}{\gamma a} (\theta a h \theta a). \quad (27)$$

Після підстановки в (27) $\theta a = K_1 + jK_2$ і відповідних перетворень

$$e_{\tau} = -j\omega \dot{\Phi}_a = -j\omega \tau_e a_B \dot{H}_a \tilde{\mu}_a, \quad (28)$$

де $\dot{\Phi}_a$ - комплекс результуючого магнітного потоку, який пронизує переріз $\tau_e a_B$; a_B - ЕГ проникнення потоку Φ_a в магнітопровід, рівна добутку $a \eta_B$

$$a_B = \frac{a}{K} \sqrt{\frac{ch2K_1 - \cos 2K_2}{ch2K_1 + \cos 2K_2}} = \Delta \xi_B; \quad (29)$$

η_B - коефіцієнт магнітного використання магнітопроводу.

$$\eta_B = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{ch2K_1 - \cos 2K_2}{ch2K_1 + \cos 2K_2}} = \frac{1}{K} \xi_B, \quad (30)$$

де ξ_B - коефіцієнт інтенсивного електромагнітного процесу по магнітному потоку; складові комплексної проникності

$$\tilde{\mu}_a = \mu_n e^{-j a_a} = \mu_{n1} - j \mu_{n2} \quad (31)$$

які із зміною характеру електромагнітного процесу змінюються по закону косинуса і синуса фазного кута a_a між збуджуючим струмом і потоком $\dot{\Phi}_a$:

$$\left. \begin{aligned} \cos a_a &= \frac{K_1 sh K_1 + K_2 \sin K_2}{K \sqrt{sh^2 K_1 + \sin^2 K_2}}; \\ \sin a_a &= \frac{K_2 sh K_1 - K_1 \sin K_2}{K \sqrt{sh^2 K_1 + \sin^2 K_2}}. \end{aligned} \right\} \quad (32)$$

Еквівалентна глибина a_B - це така глибина, на якій індукція, рівна її значенню на поверхні магнітопроводу, як видно з (29), розподілена рівномірно, а зосереджений на цій глибині потік Φ_a (Φ_e) еквівалентний по своїй індуктивній дії нерівномірно розподіленого по перерізі магнітопроводу потоку.

Втрати на перемагнічування P_n з урахуванням (28-31)

$$P_n = \omega \nu_B B_{\Delta} H_{\Delta} \sin \alpha_a, \quad (33)$$

де $\sin \alpha_a$ залежить від інтенсивності електромагнітного процесу, яка обумовлена вихровими струмами і від кута перемагнічування, який залежить від інтенсивності електромагнітного процесу; діючі значення $B_{\Delta} = B_m / \sqrt{2}$, $H_{\Delta} = H_m / \sqrt{2}$.

Інтегруючи (9) по елементарній площадці cdx , приймаючи $\Phi_{n(y)}=1$, знаходиться діюче значення вихрового струму в поверхневому шарі глибиною a_E :

$$\dot{I}_{\tau} = c \int_0^c \delta y dx = \frac{c \dot{E}_a}{\rho \theta} \cdot \frac{ch \theta a - 1}{sh \theta a} \quad (34)$$

Цей вираз перетворюється до виду

$$\dot{I}_{\tau} = \frac{E_{\tau}}{Z_{\tau}}, \quad (35)$$

$$\text{де } Z_{\tau} = \frac{\tau_e}{ca \eta_E} = \frac{\tau_e}{ca_E \tilde{\eta}}, \quad (36)$$

являє собою комплексний опір вихровому струмі \dot{I}_{τ} на ділянці шляху (τ_e) еквівалентного контура L_e ; $\tau_e = \tau - 2 \nu_B / 2 = \tau - \nu_B$, $E_{\tau} = E_a \tau_e$ - е.р.с., яка діє на шляху τ_e ; $\tilde{\eta}_E$ - комплексний коефіцієнт:

$$\tilde{\eta}_E = \frac{ih \theta a / 2}{\theta a} = \tilde{\eta}_E e^{-j \psi_a}; \quad (37)$$

$$\eta_E = \frac{1}{K} \sqrt{\frac{ch K_1 - \cos K_2}{ch K_1 + \cos K_2}} = \frac{1}{K} \xi_E, \quad (38)$$

$$\left. \begin{aligned} \text{де } K &= \frac{A}{\Delta} = a \sqrt{\omega \gamma \mu_n}; \\ K_1 &= K \cos \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\beta_H}{2} \right); \\ K_2 &= K \sin \left(\frac{\pi}{4} - \frac{\beta_H}{2} \right). \end{aligned} \right\} \quad (39)$$

Добуток $a \eta_E$ дорівнює ЕГ проникнення струму \dot{I}_{τ} в магнітопровід

$$a_E = \frac{a}{K} \sqrt{\frac{ch K_1 - \cos K_2}{ch K_1 + \cos K_2}} = \Delta \xi_E, \quad (40)$$

а добуток ca_E дорівнює еквівалентному або корисному перерізу магнітопроводу, по якому протікає струм \dot{I}_{τ} :

$$g_a = ca_E = ca \eta_E = c \Delta \xi_E. \quad (41)$$

Еквівалентна глибина a_E являє собою таку глибину, на якій густина струму або напруженості електричного поля на поверхні магнітопроводу, як слідує із (20) і (21), розподілена рівномірно, а зосереджений на цій глибині струм $I_{\tau}(I_i)$ еквівалентний по своїй тепловій дії дійсному нерівномірно розподіленому по перерізу магнітопроводу струму.

Із цієї рівності видно, що коефіцієнт η_E характеризує зміну корисного перерізу із зміною інтенсивності електромагнітного процесу, тому його можна назвати коефіцієнтом електричного використання магнітопроводу, а ξ_E - коефіцієнтом інтенсивності електромагнітного процесу по струму.

Аргумент ψ_a являє собою фазовий кут між \dot{I}_{τ} та \dot{E}_{τ} і являється аргументом електричної провідності, яка при змінному струмі величина комплексна

$$\tilde{\gamma} = \frac{1}{\rho} = \gamma e^{-j\psi_a} = \gamma_{a_1} - j\gamma_{a_2}. \quad (42)$$

Складові γ_{a_1} та γ_{a_2} із зміною характеру електромагнітного процесу змінюються відповідно по закону косинуса та синуса кута ψ_a :

$$\left. \begin{aligned} \cos \psi_a &= \frac{K_1 \operatorname{sh} K_1 + K_2 \sin K_2}{K \sqrt{\operatorname{sh}^2 K_1 + \sin^2 K_2}}; \\ \sin \psi_a &= \frac{K_2 \operatorname{sh} K_1 - K_1 \sin K_2}{K \sqrt{\operatorname{sh}^2 K_1 + \sin^2 K_2}}. \end{aligned} \right\} \quad (43)$$

Втрати на вихрові струми P_ϵ з урахуванням (34)-(41)

$$P_\epsilon = \omega \eta_B B_\delta H_\epsilon \cos \psi_a, \quad (44)$$

де $\cos \psi_a$ – залежить від інтенсивності електромагнітного процесу і від кута перемагнічування β ; H_ϵ – являє собою напруженість, обумовлену вихровими струмами (лінійне навантаження)

$$H_\epsilon = \frac{I_\epsilon}{c} = \frac{e_\tau}{c z_\tau} = \frac{\omega a_E a_B B_\delta}{\rho}. \quad (45)$$

В випадку плоскої хвилі перемагнічування згідно (33) та (44) відповідно [2]:

$$W_a = 2\pi B_c (H_\delta \sin \alpha_a + H_\epsilon \cos \psi_a), \quad (46)$$

де B_c – являє собою середню по перерізу ФМ індукцію

$$B_c = \eta_B B_\delta. \quad (47)$$

В виразі (46) складові знаходяться у взаємозв'язку. У взаємозв'язку цих складових, точніше, у взаємозв'язку квазістатичного перемагнічування [2] скривається причина дисбалансу втрат енергії, про який писав В.К. Аркадьєв [11].

З умови $k \leq 0.5$ слідує вираз [2]

$$f \leq \frac{0.125\rho}{\pi \mu_H a^2} = \frac{\rho}{2\pi \mu_H d^2}, \quad (48)$$

що дозволяє визначити граничну частоту, при якій відсутнє явище витіснення електромагнітного поля з листа товщиною $d=2a$.

При значеннях $k > 0.5$ коефіцієнти η_B , η_E , E_{aB} і $\cos \psi_a$ із зростанням частоти чи товщини листа зменшуються, а $\sin \alpha_a$ – зростає. В цьому випадку втрати на перемагнічування і на вихрові струми змінюються від частоти по більш складному закону. Тому відомі методи розділення втрат в сталі на гістерезис і на вихрові струми не можуть дати вірних результатів.

Таким чином можна зробити висновок, що при перетворенні енергії електромагнітного поля у феромагнітному магнітопроводі індукційного регулятора в колі ротора асинхронного двигуна при динамічних режимах, встановлено, що у взаємозв'язку квазістатичного перемагнічування з вихровими струмами скриваються причини дисбалансу втрат енергії магнітної в'язкості (МВ). МВ ініційована поглинанням теплових коливань решітки електронами, локалізованими на дефектах структури конденсованої системи. Це поглинання носить когерентний характер і обумовлено

релаксацією динамічної поляризації ядер з відмінним від нуля спином при переключенні магнітного поля.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Головань В.И., Головань И.В. Преобразование энергии электромагнитного поля в массивном магнитопроводе ИС при динамических режимах АДДС // Электротехника і електромеханіка. 2002-№3.-
- [2] Панасенков М.А. Электромагнитные расчеты устройств с нелинейными распределенными параметрами. –М.: Энергии, 1971.-216с.
- [3] Постников С.Н. Доклад третьего науч-техн се-минара с международным участием по техноло-гии финишной обработки АМО 87, Варна, акт. 1987ч. – София, 1988.- С.199-207.
- [4] Масловский В.М., Постников С.Н. О механизме влияния слабого магнитного поля на структуру конденсированных сред (Обработка импульсным магнитным полем. 4 науч.-техн. семинар. София-Горький.-1989. С.6-13)
- [5] Постников С.Н., Сидоров В.П. Прикладные проблемы прочности и пластичности. Статика и динамика деформируемых систем: Всесоюзный межвуз.сб. Горьковский ун.-т. – Горький, 1981. – С. 159-154.
- [6] Герасимов А.Б., Гоготышвили М.К., Коноваленко Б.М. // ФТП.-1986.т.20, вип.4.-С.641-644.
- [7] Абрамов А. Ядерный магнетизм.-М.: Мир, 1963.
- [8] Муравьев В.А., Постников С.Н. Микрокинетика критических явлений во внешнем магнитном поле /Обработка импульсным магнитным полем. 4 научно-технич. Международный семинар. София-Горький. – 1989. С.15-29.
- [9] Белошенко В.А., Бузынин В.Н., Дацко О.И., Постников С.Н. Влияние импульсных магнитных полей на показание микронапряжения в мартен-сите быстрорежущей стали / Ред. Журнал. “Электронная обработка материалов”. – Кишинев, 1987, №5004-В87.
- [10] Бузынин В.Н., Бутылкина Н.А., Лукьянов Л.Е., Постников С.Н. Ударная вязкость и структур-ные изменения в быстрорежущей стали после ОИМП / Обработка импульсным магнитным полем. 4 научно-технич. Международный семинар. София – Горький.- 1989. – С.37-43.
- [11] Аркадьев В.К. Электромагнитные процессы в металлах. – М.-л.: ОНТИ, 1935. –Ч.1,1936.-ч.2.

Надійшла 10.11.2003

ВЛИЯНИЕ ПОГРЕШНОСТИ КАТАЛОЖНЫХ ДАННЫХ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ НА ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ПАРАМЕТРЫ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ

Заболотный И.П., к.т.н., доц.

Донецкий национальный технический университет

Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра "Электрические системы"

тел. (0622)91-03-07, E-mail: ivp@elf.donetsk.dgtu.ua

В статье анализируется влияние отклонений кратностей пускового тока, пускового и максимального моментов на частотные характеристики асинхронного двигателя ветровой электростанции и на параметры включения в сеть. Результаты моделирования режима пуска по уравнениям Парка-Горева с использованием двухконтурных схем замещения сопоставляются с экспериментальными данными.

У статті виконано аналіз впливу відхилень кратностей пускового струму, пускового та максимального моментів на частотні характеристики асинхронного двигуна вітрової електростанції і на параметри включення в мережу. Наслідки моделювання режиму пуску за допомогою рівнянь Парка-Горева при використанні схем заміщення з двома ланцюгами зіставляються з даними іспитів.

ВВЕДЕНИЕ

Математические модели машин переменного тока используются при решении ряда технологических задач, в том числе и для построения систем управления и диагностики. При создании математических моделей электрических машин их параметры определяются по каталожным данным, либо по данным экспериментов, либо на основании комбинации данных. Исходная для расчета информация определяется с погрешностью, что влияет на параметры модели машины переменного тока и, как следствие, на параметры режимов. Следует отметить, что автоматизация регистрации экспериментальной информации и ее достоверность при использовании современных цифровых аппаратов обеспечивает повышение точности определения электромагнитных параметров, что, в свою очередь, создает условия для дальнейшего развития косвенных методов диагностики машин переменного тока, повышения достоверности математических моделей за счет уточнения описания физических явлений в машине переменного тока. Широкое распространение при исследовании нестационарных режимов в системах электроснабжения получило описание переходных процессов в машинах переменного тока на основе уравнений Парка-Горева при использовании многоконтурных схем замещения. Так, для определения схем замещения асинхронных двигателей разработана методика [1], использующая в качестве исходной информации следующие параметры: $P_{НОМ}$, $U_{НОМ}$, $I_{НОМ}$, $\cos\phi_{НОМ}$, $n_{НОМ}$, η , $M_{МАКС*(НОМ)}$, $M_{П*(НОМ)}$, $I_{П*(НОМ)}$.

На рис. 1 сопоставлены экспериментальные данные (сплошные линии) и результаты моделирования включения асинхронного генератора типа АГВ-280L4-ДМ2 на основе каталожных данных ($U_{НОМ} = 380$ В, $P_{НОМ} = 110$ кВт, $I_{НОМ} = 206,7$ А, $\cos\phi_{НОМ} = 0,86$; $\eta = 0,94$; $M_{МАКС*(НОМ)} = 2,7$; $M_{П*(НОМ)} = 1,12$; $I_{П*(НОМ)} = 5,5$). Регистрация включения в сеть была проведена на Новоазовской ветровой электростанции.

Погрешность в определении экстремальных зна-

чений токов в фазах (рис. 1, а), максимальных значений изображающего вектора тока (рис. 1, б) составляет около 30 %.

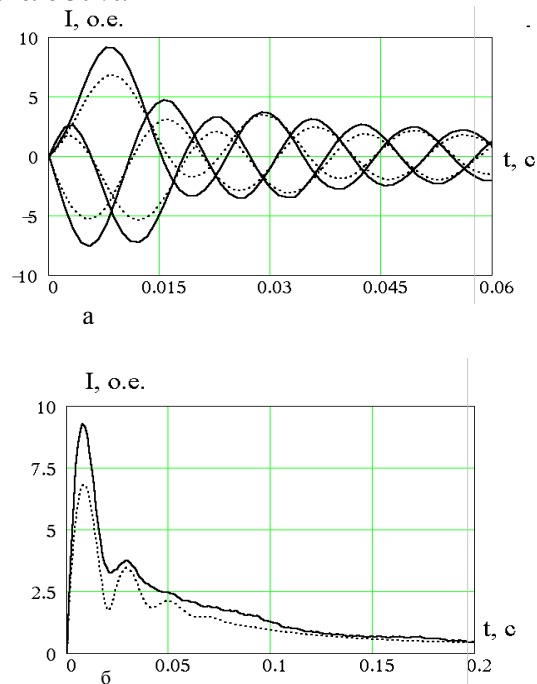


Рис. 1

Указанная величина погрешности обусловлена как погрешностями каталожных данных, так и тем, что при расчетах не учитывается насыщение путей магнитных потоков асинхронного двигателя при его включении в сеть.

Использование цифрового регистратора для записи токов и напряжений при пуске асинхронного генератора и последующей обработке информации по [2] позволило определить параметры схемы замещения, соответствующие уровню насыщения двигателя при включении его в сеть. На рис. 2 сопоставлены экспериментальные данные и результаты моделирования по параметрам схемы замещения, определенной по методике [2].

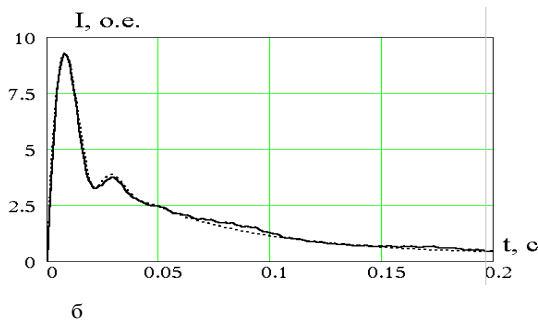
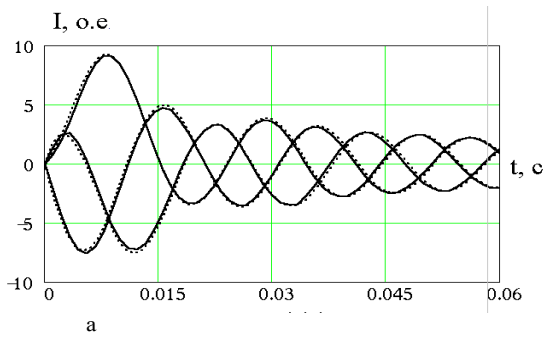


Рис. 2

Как следует из рис. 2, результаты расчета и эксперимента практически совпадают.

Таким образом, возникает вопрос; к какой степени погрешности исходной информации влияют на результаты моделирования. В этой статье, исследования ограничены асинхронными машинами.

МЕТОДИКА ИССЛЕДОВАНИЯ.

Анализ влияния отклонений выполнялся на основе использования полученных функций чувствительности [3-4]:

$$S_{X_i}^{y_i} = \frac{\Delta y_i / y_i}{\Delta X / X_i} \quad (1)$$

Уравнение (1) может быть представлено в следующем виде:

$$S_{X_i}^{y_i} = \frac{X_i}{y_i} \left[\frac{\partial y_i}{\partial X_i} \right]_{X_i=X_{0i}} \quad (2)$$

где X_{0i} – принятая номинальная величина параметра.

Выходные величины, например электромагнитный момент, скорость вращения, ток и др. могут быть представлены в виде функций

$$y_i = f_i(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_k) \quad (3)$$

где X_i - параметрами машины.

Соотношение (2) нельзя использовать в окрестности $y_i = 0$. Таким образом, так называемая не стандартизованная функция чувствительности представляется в виде соотношения (4), которое является аналогией компонента полного дифференциала:

$$N * S_{X_i}^{y_i} = X_i \left[\frac{\partial X_i}{\partial y_i} \right]_{X_i=X_{0i}} \quad (4)$$

Для перехода используется выражение (5):

$$y_i = f_i(X_1, X_2, \dots, X_i, \dots, X_k, \dots, t) \quad (5)$$

Решения находятся при интегрировании системы дифференциальных уравнений Парка-Горева [5]. На основе решений для двух асинхронных машин, первую из которых назовем эталонной, и вторую, для которой параметры схемы замещения соответствуют измененным каталожным данным, определяется

$$(\Delta y_i)_{X_i} = y_{i\Delta} - y_{i\Delta X_i} \quad (6)$$

Таким образом, последовательность определения функций чувствительности следующая:

1. По каталожным данным и при поочередном изменении одной из входных величин на $\pm 10\%$ от номинальных значений по [1] определяются параметры двухконтурных схем замещения (табл. 1).

2. По параметрам двухконтурных схем замещения выполнялся расчет частотных характеристик асинхронного генератора ветровой электрической станции, определялись функции чувствительности составляющих частотных характеристик к изменению каталожных данных.

3. По уравнениям Парка-Горева при использовании параметров схемы замещения (табл. 1) выполнялся семь раз расчет процесса включения генератора в сеть. Для исключения влияния кабельных линий и трансформатора моделировалось непосредственная работа асинхронного генератора на сеть бесконечной мощности. По результатам расчета определялись коэффициенты чувствительности изображающего тока, скорости вращения ротора, электромагнитного момента к отклонениям каталожных данных

На рис. 3-5 в качестве примера приведены функции чувствительности вещественной и мнимой составляющих частотной характеристики асинхронного двигателя (рис. 3, а – $1,1I_{П*}(\text{НОМ})$; рис. 3,б – $0,9I_{П*}(\text{НОМ})$; рис.4,а – $1,1M_{\text{МАКС}*}(\text{НОМ})$; рис.4, б – $0,9M_{\text{МАКС}*}(\text{НОМ})$; рис. 5, а – $1,1M_{П*}(\text{НОМ})$; рис. 5, б – $0,9M_{П*}(\text{НОМ})$)

Таблица 1

Параметры двухконтурных схем замещения асинхронного двигателя

Параметр схемы	Входная информация для параметрической идентификации							
	Каталожные данные	$1,1I_{П*}(\text{НОМ})$	$0,9I_{П*}(\text{НОМ})$	$1,1M_{\text{МАКС}*}(\text{НОМ})$	$0,9M_{\text{МАКС}*}(\text{НОМ})$	$1,1M_{П*}(\text{НОМ})$	$0,9M_{П*}(\text{НОМ})$	
R_1	0,014	0,014	0,014	0,014	0,014	0,014	0,014	
X_1	0,091	0,083	0,101	0,091	0,091	0,091	0,091	
X_u	2,806	2,815	2,796	2,678	2,985	2,806	2,806	
R_{r1}	0,015	0,015	0,014	0,015	0,014	0,015	0,015	
X_{r1}	0,125	0,134	0,114	0,107	0,147	0,125	0,125	
R_{r2}	0,226	0,124	0,392	0,37	0,149	0,23	0,218	
X_{r2}	0,174	0,164	0,024	0,123	0,164	0,143	0,206	
Вариант	0	1	2	3	4	5	6	

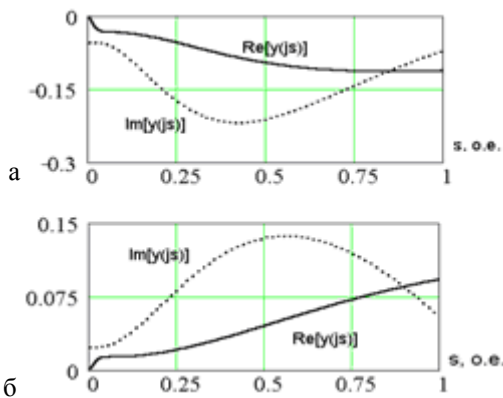


Рис. 3

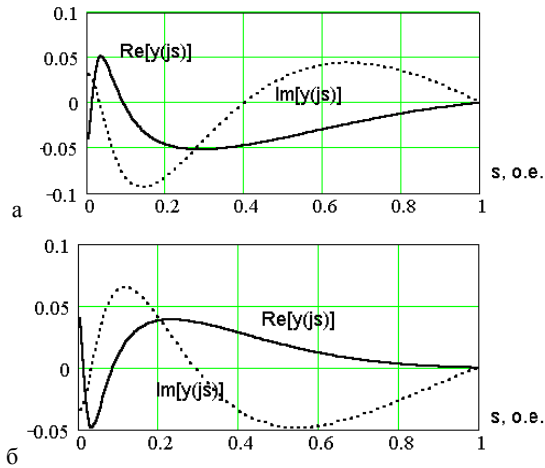


Рис. 4

Анализ рис. 3-5 позволяет сделать вывод, что наибольшие по абсолютной величине значения функций чувствительности (0,11 о.е. для вещественной составляющей и 0,21 – для мнимой) характерны для варианта увеличения кратности пускового тока.

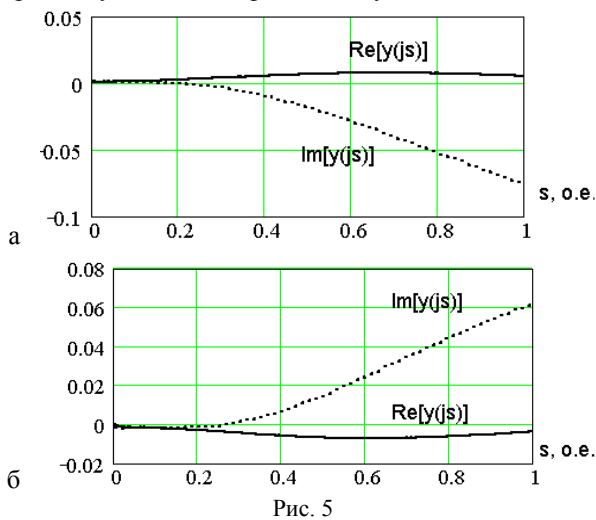


Рис. 5

При увеличении кратности пускового тока наблюдается монотонный рост значения функции чувствительности. При этом в диапазоне скольжений $0,15 < S < 0,6$ ее значение равно - 0,11 о.е. При значениях скольжения свыше 0,6 о.е. значение функции практически не меняется. Более сложный характер имеет функция чувствительности мнимой составляющей частотной характеристики. Максимум функ-

ции 0,21 о.е. наступает при скольжении примерно 0,4 о.е. При $s=1$ значение функции равно 0,082 о.е.

При уменьшении кратности пускового тока наблюдается монотонный рост значений функций чувствительности вещественной составляющей до величины примерно 0,092 о.е. Функция чувствительности для мнимой составляющей как и в варианте увеличения кратности пускового тока имеет более сложный характер. Отличие состоит в том, что при уменьшении кратности пускового тока экстремум функции имеет меньшее значение равное 0,14 о.е. (ранее 0,2 о.е.) и максимум наступает при несколько большем значении скольжения ($s=0,6$).

При изменении кратности максимального момента функции чувствительности вещественной и мнимой составляющих частотной характеристики подобны за исключением перемены знака. Кроме того, первый экстремум функции чувствительности для мнимой составляющей имеет большее по абсолютной величине значение для варианта увеличения кратности максимального момента двигателя.

Анализ функций чувствительности к изменениям кратности пускового момента показывает, что функции чувствительности вещественной составляющей частотной характеристики чрезвычайно малы во всем диапазоне скольжения.

В работе был выполнен сопоставительный анализ расчетов включения асинхронного генератора ветровой станции в сеть для всех вариантов (см. табл. 1). В качестве примера на рис. 6 приведены результаты расчета пуска для нулевого (сплошная линия) и первого варианта, а на рис. 7 коэффициенты чувствительности изображающего вектора тока к отклонению кратностей пускового тока (а – увеличение; б – уменьшение), максимального (в – увеличение; г – уменьшение) и пускового моментов (д – увеличение; е – уменьшение).

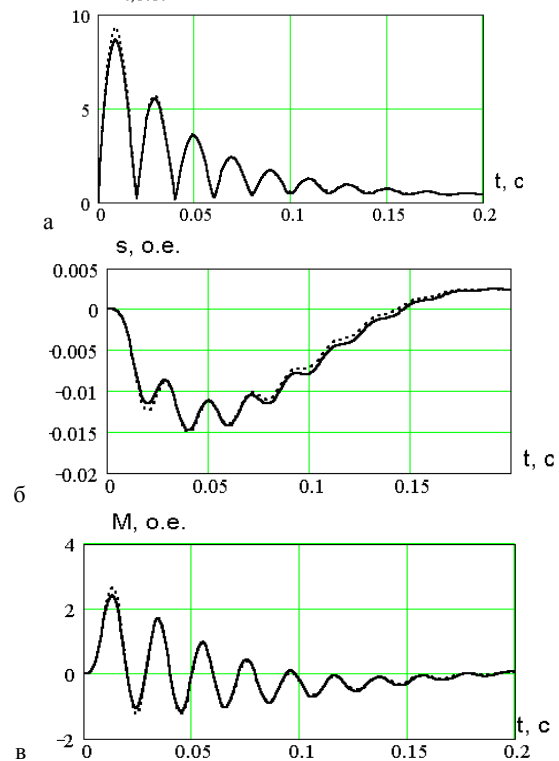


Рис 6

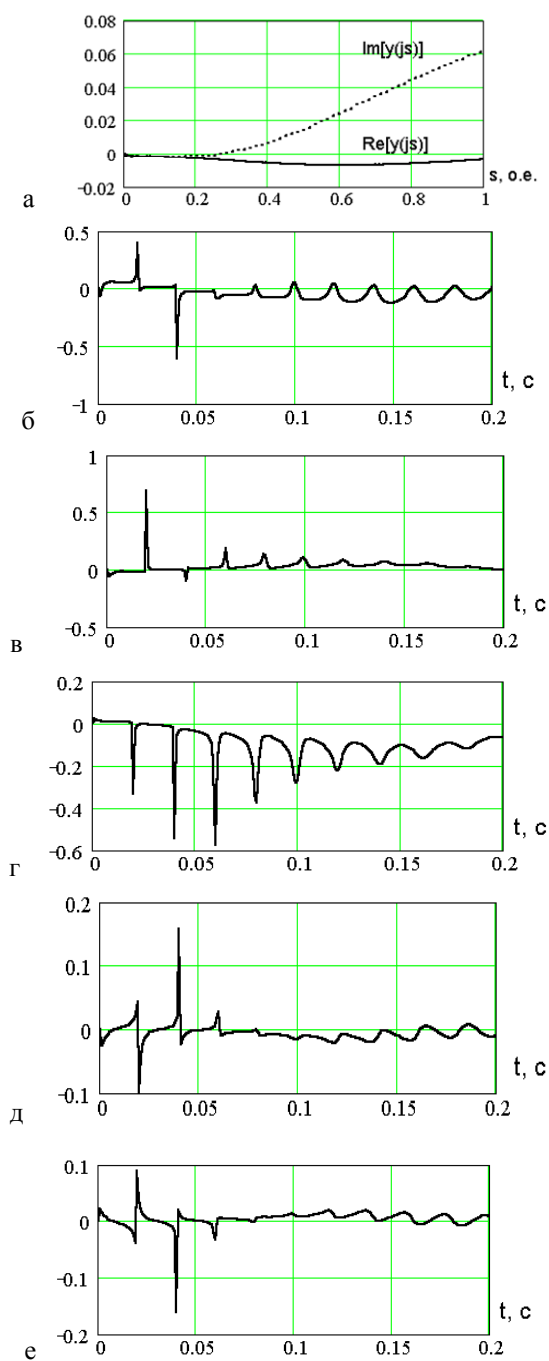


Рис. 7

Амплитудные значения тока во времени представляют множество локальных максимумов и минимумов. Наибольшие по абсолютному значению коэффициенты чувствительности соответствуют минимумам.

Сопоставительный анализ результатов расчетов позволил сделать следующие выводы:

- по степени убывания влияния варьируемых параметров последние можно расположить в следующем порядке: кратность пускового тока, кратность максимального момента, кратность пускового момента;

- наибольшие погрешности (в пределах 60 %) наблюдаются при сравнении минимумов тока статора в начальной стадии пуска, а наименьшие при сравнении скольжений. При сравнении расчетов по вариантам 5 и 6, соответствующим отклонению кратности пускового момента, погрешности расчета скольжения не

превышают 1 %;

- погрешности отклонения в электромагнитных моментах не превышают 10 %, наименьшие значения наблюдаются для вариантов 5 и 6;

- значительные отклонения для токов около 60 % для нескольких периодов пуска (не менее 5) наблюдаются в вариантах при увеличении кратности пускового тока (рис. 7, а) и при уменьшении кратности максимального момента (рис. 7, г);

- отклонения пускового момента приводят к изменению токов на величину не более 15 % в начальной стадии пуска и за два периода промышленной частоты снижаются до минимальных значений.

ВЫВОДЫ

1. Отклонения варьируемых параметров в сторону увеличения и уменьшения проявляются не только в изменении значений погрешностей, но проявляются в разных зонах частотных характеристик и зависимостей параметров режима пуска во времени

2. Более чувствительны к изменениям кратностей пускового тока, пускового и максимального моментов зависимости параметров режима пуска, чем составляющие частотной характеристики.

3. Незначительные коэффициенты чувствительности вещественной составляющей частотной характеристики асинхронного двигателя данного типа к отклонению кратности пускового момента свидетельствуют, что даже при малых погрешностях получения значений момента затруднительно обеспечить надежное определение достоверных электромагнитных параметров.

4. Регистрация с помощью современных цифровых аппаратов режимных параметров нестационарных режимов асинхронного двигателя с погрешностью 0,1 % и дискретностью не менее 1 кГц обеспечивает надежное определение электромагнитных параметров.

5. Знание коэффициентов чувствительности выходных параметров математических моделей к изменениям ее входных параметров имеет большое значение, так как коэффициенты позволяют определить степень влияния параметров моделей на ее выходные параметры, что важно для обоснованного задания требований для решения различных задач.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Сивокобыленко В.Ф. Переходные процессы в многомашинных системах электроснабжения электрических станций. – Донецк: ДПИ, 1984. – 185 с.
- [2] Ларин А.М., Абдессалем Ламари. Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных двигателей по данным опытов включения их в сеть // Вісник Східноукраїнського національного університету. – 2001. – № 3. – С. 175 – 183.
- [3] Гехер К. Теория чувствительности и допусков электронных цепей. – М.: Сов. радио, 1973.
- [4] Вершин В.Е., Добролюбов Л.В. Статистический анализ электрических цепей. – М.: Сов. радио, 1970.

Надійшла 29.08.2003

СТАТИСТИЧЕСКИЕ КРИТЕРИИ ПРИ НОРМИРОВАНИИ ВИБРАЦИИ ГАЗОПЕРЕКАЧИВАЮЩИХ АГРЕГАТОВ

Игуменцев Е.А., д.т.н., проф.

Украинская инженерно педагогическая академия
Украина, Харьков, ул. Университетская 16, кафедра СУ и АПУ
тел. (057) 771-82-48

Прокопенко Е.А., к.т.н., доц., проректор
Украинская инженерно педагогическая академия
Украина, Харьков, ул. Университетская 16
тел. (057) 712-82-60

Марчук Я.С., генеральный директор УМГ "Киевтрансгаз"
Украина, Киев, пр. Комарова 139
тел. (044) 261-22-02

Розроблена статистична модель нормування загального рівня вібрації газоперекачувальних агрегатів. Граничні рівні вібрації, за якими ремонт агрегатів не потрібен, встановлені за допомогою критерію Неймана–Пірсона. Отримано щільність розподілу імовірності загального рівня випадкової вібрації агрегатів, розраховані граничні рівні віброшвидкості корпусів підшипників ГПА-10. У якості граничних рівнів застосовано моменти першого та другого порядку отриманого.

Разработана статистическая модель нормирования общего уровня вибрации газоперекачивающих агрегатов. Предельные уровни вибрации, при которых ремонт агрегатов не требуется, установлены посредством критерия Неймана-Пирсона. Получена плотность распределения вероятности общего уровня случайной вибрации агрегатов, рассчитаны предельные уровни виброскорости корпусов подшипников ГПА-10. В качестве предельных значений использованы моменты первого и второго порядка полученного распределения.

Основной проблемой при эксплуатации газотурбинных газоперекачивающих агрегатов (ГПА) является правильная сравнительная оценка интенсивности вибрации, замеряемой на корпусах подшипников [1]. Под бездефектным агрегатом подразумевается ГПА, структура которого обеспечивает безаварийную эксплуатацию, а вибрация является естественным состоянием (всегда есть уровень вибрации, который можно рассматривать как безопасный, нормальный).

Такая постановка проблемы в общем виде обеспечивает выполнение задания государственного комитета по науке и технике: "Ресурсосберегающие электромеханические системы".

В зависимости от диагностической модели техническое состояние ГПА может быть оценено методами статистических решений, которые требуют для описания технического состояния ГПА определения допустимого значения вибрации V_n [2]. Однако, в большинстве случаев определение V_n путем прямого диагностического эксперимента невозможно из-за высокой стоимости работ. Другой путь решения этой задачи заключается в проведении пассивного диагностического эксперимента по результатам виброобследований большого числа (парка) работающих ГПА. Тогда на основании известного распределения уровня вибрации V можно определить ее предельное значение V_n с конечной вероятностью P_V , при которой не превышает заданный минимальный уровень A и не требуется ремонт ГПА. Статистический подход определения V_n дает два пути [3]. Первый основан на текущих показаниях вибрации машин, находящихся в

хорошем состоянии, с определением V_n для вероятности, не превышающей заданный нижний уровень A :

$$P_V = P_V(V > V_n) = \int_{V_n}^{\infty} p_V(V) dV \leq A, \quad (1)$$

где $p_V(V)$ – плотность вероятности вибрации (виброскорости) парка ГПА.

Таким образом минимизируется уровень ненужного ремонта ГПА (рис. 1). Однако, использование этого метода ограничивается тем, что не учитывается влияние на V_n вероятности хорошего состояния машины P_x в зависимости от проведенных ремонтов [3].

С целью повышения точности путем учета вероятности хорошего состояния ГПА предлагается второй путь основанный на статистическом критерии (лемме) Неймана – Пирсона, согласно которому, зная лишь вероятностную плотность вибрационного сигнала $p_V(V)$, полученного при пассивном эксперименте на ГПА, находящихся в хорошем состоянии минимизируется вероятность выхода из строя ГПА путем определения оптимального значения заранее заданного уровня A для величины V_n .

Оптимальное значение заданного уровня A можно определить путем отбора критерия для простой гипотеза H : "Ремонт не нужен". С ней конкурирует альтернативная простая гипотеза $H1$: "Поломка не произойдет, если вовремя отремонтировать ГПА". Критическая область V_n проверяет простую гипотезу H на уровне значимости A (рис. 2). Согласно лемме Неймана – Пирсона для предельной величины можно записать:

$$\int_{V_n}^{\infty} p_V(V) dV \Big/ \int_{V_n}^{\infty} p_x(V) dV \leq A. \quad (2)$$

Здесь $P_x = \int_{V_n}^{\infty} p_x(V) dV$, $p_x(V)$ — вероятность и

плотность вероятности хорошего состояния ГПА (поломка не произойдет). Следует заметить, что вероятность хорошего состояния ГПА P_x связана с незамеченной (пропущенной) неисправностью равенством (рис. 2):

$$P_x = (1 - \beta) = 1 - \int_{-\infty}^{V_n} p_x(V) dV. \quad (3)$$

Соотношение (2) можно усилить, предположив [3], что общая вероятность тревоги поломки ГПА (совместная вероятность P_x и P_V) должна равняться заданному допускаемому уровню A для критической области V_n , при которой ремонт не требуется:

$$P_x \cdot \int_{V_n}^{\infty} p_V(V) dV = A. \quad (4)$$

Складывая левые и правые части (2) и (4), получим

$$\frac{2 - \beta^2}{2} \int_{V_n}^{\infty} p_V(V) dV \leq A. \quad (5)$$

Прежде чем определить V_n из неравенства (5) получим V_n как случайную переменную величину для различных V по неравенству Чебышева из выражения (1) в виде:

$$P_V(V - \bar{V} \geq t\sigma_V) \leq \frac{1}{2t^2}; \quad V_n - \bar{V} = t\sigma_V > 0, \quad (6)$$

где $P_V(V - \bar{V} \geq t\sigma_V)$ — вероятность превышения V предельного значения $V_n = \bar{V} + t\sigma_V$; t — число, характеризующее порядок отклонения среднеквадратичных значений σ_V от среднего значения \bar{V} . Учитывая, что знак равенства в (5) и (6) минимизирует отказ и оптимизирует V_n , и объединяя (5) и (6), получим

$$t = \frac{V_n - \bar{V}}{\sigma_V} = \sqrt{\frac{2 - \beta^2}{4A}}. \quad (7)$$

Здесь среднее и среднеквадратичное значения вибрации (виброскорости) парка агрегатов вычисляются по известным формулам математической статистики

$$\bar{V} = \frac{\sum_{k=1}^n V_k}{n}; \quad \sigma_V = \sqrt{\frac{\sum_{k=1}^n (V_k - \bar{V})^2}{n-1}}. \quad (8)$$

Вводя замену $A = KP_V$ получим

$$K = \frac{2 - \beta^2}{4P_V t^2}, \quad (9)$$

где K — коэффициент запаса поломок, когда гипотеза о том, что ремонт не нужен, принимается [3]

($K = 1 \div 3$ — обычные поломки, $K = 3 \div 10$ — поломки с опасными последствиями).

Соотношение (9) позволяет по известному распределению плотности вероятности вибрации парка агрегатов $p_V(V)$ и плотности вероятности отказа $p_x(V)$ с помощью таблицы квантилей подобрать t , β и P_V таким образом, что бы гипотеза H принималась, т.е. коэффициент K соответствовал формуле (9), а затем рассчитать по уравнению (7) предельное значение V_n .

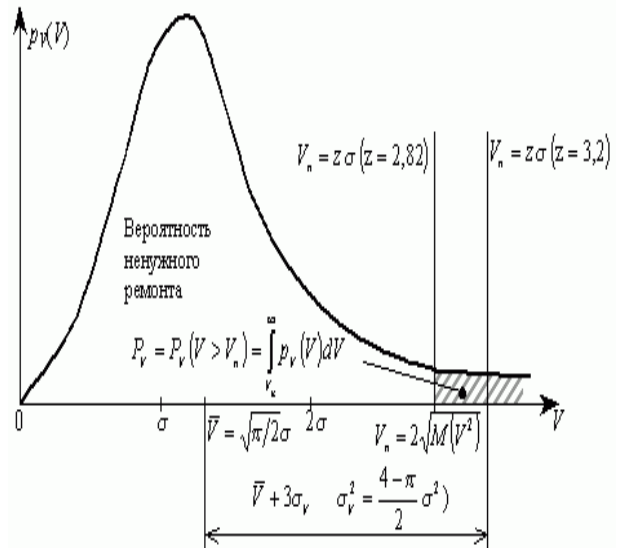


Рис. 1. Определение предельного уровня вибрации V_n на основе закона распределения Рэлея случайной виброскорости парка агрегатов в нормальном состоянии.

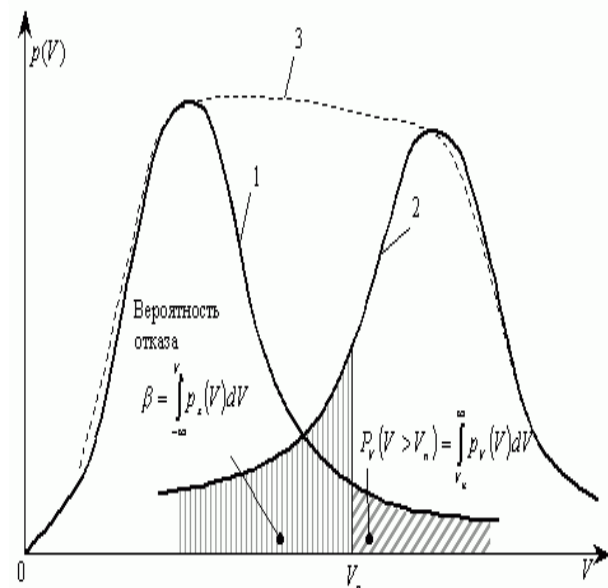


Рис. 2. Выбор гипотезы о ненужном ремонте на основе критерия Неймана - Пирсона: 1 — плотность вероятности нормальной работы $p_V(V)$; 2 — плотность вероятности отказа $p_x(V)$; 3 — совместная плотность вероятности тревоги отказа.

В качестве математической модели ГПА рассмотрим процесс, состоящий из суммы гармоник и вибрационного шума [1] "гармоника + шум" (рис.3)

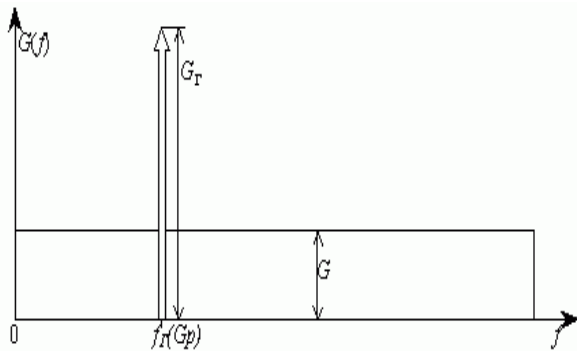
$$a) : G_{\Gamma} = V_{\Gamma}^2 / 2 = \sigma_{\Gamma}^2, \quad \sigma_{\text{ш}}^2 = \int_0^f G df = Gf,$$

$$\sigma^2 = \sigma_{\Gamma}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2.$$

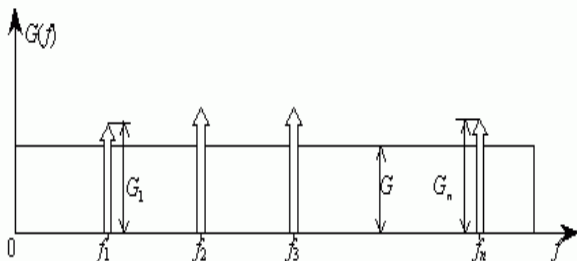
такая модель достаточно проста, хорошо аппроксимирует большинство реальных вибрационных процессов и позволяет получить необходимые аналитические соотношения между значениями вибрации. Предполагая, что в контролируемой полосе частот $f < 1000$ Гц [2] спектральная плотность шума постоянна (рис. 3.а) представим выражение для общего уровня (среднеквадратического значения) виброскорости отдельного агрегата [1] в виде:

$$V = \sqrt{\sigma_{\text{ш}}^2 + V_{\Gamma}^2 / 2}, \quad (10)$$

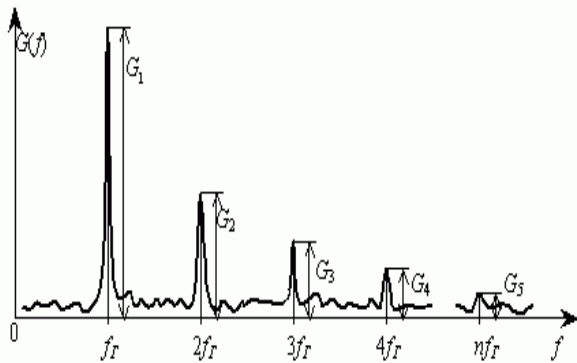
где $\sigma_{\text{ш}}$ – среднеквадратичное значение (с.к.з.) шума; $\sigma_{\text{ш}}^2 = V_{\Gamma}^2 / 2$, V_{Γ} – соответственно дисперсия и амплитуда гармонической вибрации.



а)



б)



в)

Рис. 3. Спектральная плотность виброскорости моделей вибрации.

а) «гармоника + шум»; б) «гармоники в шум»; в) сумма узкополосных процессов.

В работе [4] установлено, что случайная амплитуда гармонической составляющей виброскорости парка ГПА V_{Γ} имеет плотность распределения Рэлея или "ХИ-распределение" с двумя степенями свободы ($m = 2$). Аналогично, можно показать, что дисперсия шума $\sigma_{\text{ш}}^2$ также имеет распределения "ХИ-квадрат" с двумя степенями свободы. Кроме того, известно, что распределение "ХИ-квадрат" с $m = 2$ соответствует экспоненциальному распределению. Тогда плотность распределения квадрата общего уровня вибрации $y = V^2$ парка агрегатов является композицией двух экспоненциальных распределений с различными дисперсиями (σ_{Γ}^2 и $\sigma_{\text{ш}}^2$) и может быть представлена в таком виде:

$$p(y) = \frac{1}{2(\sigma_{\Gamma}^2 - \sigma_{\text{ш}}^2)} \times \left[\exp\left(-\frac{y}{2\sigma_{\Gamma}^2}\right) - \exp\left(-\frac{y}{2\sigma_{\text{ш}}^2}\right) \right]. \quad (11)$$

Вводя соотношения $\alpha = \sigma_{\Gamma} / \sigma_{\text{ш}}$; $\sigma^2 = \sigma_{\Gamma}^2 + \sigma_{\text{ш}}^2 = \sigma_{\text{ш}}^2 (\alpha^2 + 1)$ и переходя от y к плотности вероятности общего уровня вибрации V с дисперсией σ^2 , получим следующее "вибораспределение":

$$p_V(V) = \frac{\alpha^2 p_1(V) - p_2(V)}{\alpha^2 - 1};$$

$$p_1(V) = \frac{V}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{V^2}{2\sigma^2}\right);$$

$$p_2(V) = \frac{V\alpha^2}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{V^2\alpha^2}{2\sigma^2}\right). \quad (12)$$

Здесь $p_1(V)$ и $p_2(V)$ — являются распределениями Рэлея соответственно с дисперсиями σ^2 и σ^2/α^2 .

Рассмотрим предельные случаи. При большом отношении "сигнал – шум" ($\alpha \rightarrow \infty$) распределение (12) переходит в распределение Рэлея. Если гармоника и шум соизмеримы ($\alpha = 1$), то распределение (12) является "ХИ-распределением" с четырьмя степенями свободы ($m = 4$). Модель вибрации на рис. 3,б состоит из нескольких гармоник, соизмеримых с шумом:

$$G_1 = V_1^2 / 2 = \sigma_1^2, \quad \sigma_{\text{ш}}^2 = \int_0^f G df = Gf,$$

$$G_n = V_n^2 / 2 = \sigma_n^2, \quad \sigma^2 = \sum_{k=1}^n G_k + \sigma_{\text{ш}}^2.$$

Тогда степень свободы в "ХИ-распределении" связана с числом гармоник n равенством $m = 2(n + 1)$. При большом числе гармоник "ХИ-распределение" переходит в распределение Гаусса. Если гармоническая вибрация отсутствует и процесс является Гауссовым белым шумом, то распределение общего уровня вибрации описывается распределением Рэлея.

Воспользуемся "вибораспределением" для вычисления β .

$$P_V = \int_{V_n}^{\infty} p_V(V) dV = \frac{\alpha^2 \beta_1 - \beta_2}{\alpha^2 - 1}; \quad (13)$$

$$\beta_1 = \int_{V_n}^{\infty} p_1(V) dV \quad \beta_2 = \int_{V_n}^{\infty} p_2(V) dV$$

Интегралы β_1 и β_2 вычисляем с помощью таблицы квантилей распределения Рэля для безразмерного предельного уровня вибрации $z = V_n/\sigma$; $z_1 = V_n/\sigma$; $z_2 = V_n\alpha/\sigma$. Связь между параметрами t и z в распределении Рэля получим из первой части равенства (7), используя вероятностные моменты распределения Рэля $\bar{V} = \sqrt{\pi/2}\sigma$; $\sigma^2 = (2 - \pi/2)\sigma^2$, в виде:

$$t = \frac{\sqrt{2z} - \sqrt{\pi}}{\sqrt{4 - \pi}}. \quad (14)$$

Следует заметить, что для больших величин V_n ($z > 2,8$), а именно такие величины мы будем испытывать для вычисления K , интеграл $\beta_2 \approx 0$, так как значение z_2 в α раз больше z_1 ($\alpha > 1.6$) и при $\beta_1 = 0,02$, $\beta_2 = 0$. Подставив (13) и (14) в (9), получим окончательное выражение для K :

$$K = \frac{(2 - \beta^2)(\alpha^2 - 1)(4 - \pi)}{4\alpha^2\beta_1(2z^2 - 2\sqrt{2\pi}z + \pi)}. \quad (15)$$

Экспериментальное определение отношения "сигнал-шум" α , входящего в соотношение (15), требует применения аппаратуры спектрального анализа. Однако, если воспользоваться теоретической зависимостью между амплитудой первой роторной гармоники виброскорости и общим уровнем вибрации [4], то для набора статистических данных по среднеквадратичному значению σ виброскорости парка ГПА можно использовать обычный виброметр.

Соотношение между величинами V и V_{Γ} получено для модели вибрации (рис. 3.в), спектр которой представляет сумму узкополосных случайных процессов:

$$G_1 = a^2 V_{\Gamma}^2 / 2 = a^2 \sigma_{\Gamma}^2, \quad \sigma_{ш}^2 = (a^2 - 1)\sigma_{\Gamma}^2 + \sum_{k=2}^n G_k,$$

$$\sigma^2 = \sigma_{\Gamma}^2 + \sigma_{ш}^2.$$

При этом [4]

$$V = \sqrt{\frac{a^2 V_{\Gamma}^2 + b^2 V_{\Gamma}^4}{2}}, \quad (16)$$

где a и b — коэффициенты шума, теоретический и экспериментальный способ определения которых приведен в работе [4].

Выражение коэффициента a в зависимости от $\alpha = \sigma_{\Gamma}/\sigma_{ш}$ представлено в работе [1] в следующем виде:

$$a = \sqrt{\frac{(\alpha^2 + 1)(8e/\pi)(\alpha^2 + 1)^{-1/2}}{\alpha^2 + 2}}. \quad (17)$$

Записывая выражение для дисперсии шума $\sigma_{ш}^2 = \sigma^2 - V_{\Gamma}^2/2$ и вычисляя V_{Γ}^2 из квадратного

уравнения, составленного из соотношения (16) при $V = \sigma$, представим зависимость "сигнал – шум" α от σ в виде:

$$\alpha^2 = \frac{2}{2(a^2 - 1) + \left(\sqrt{a^4 + 8\sigma^2 b^2} - a^2\right)}. \quad (18)$$

Вероятность отказа ГПА до момента времени его наработки t_n получена в работе [5]. По виду гистограмм [5] можно заключить, что распределением величины t_n могут служить гамма распределение или распределение Вейбула–Гнеденко. Поскольку экспериментальные данные для оценки вероятности отказа в функции виброскорости не получены из-за того, что времени наработки до капитального ремонта ГПА соответствуют малые значения вероятности отказа, воспользуемся статистической зависимостью вибрации от вероятности отказа в межремонтный период. Экспериментальные данные аппроксимируем линейной функцией в виде $\beta = k_V V$, где k_V — угловой коэффициент наклона линейной функции, виброскорости для агрегата ГПА-10 равный $k_V = 10^{-2} \text{ c/мм}$.

Таблица 1
Предельные значения виброскорости корпусов подшипников газоперекачивающего агрегата ГПА-10.

Параметр	Номер точки измерения				
	2	3*	4*	5	6*
Среднеквадратичное значение виброскорости парка ГПА, мм/с	3,9	4,5	5	4,7	5
Коэффициент гармоник b , с/мм	0,120	0,118	0,114	0,117	0,114
Коэффициент шума a^2	1,05	1,00	1,00	1,00	1,00
Вероятность отказа:					
I вариант	0,11	0,13	0,14	0,18	0,14
II вариант	0,13	0,15	0,16	0,15	0,16
Отношение "сигнал – шум" α^2	2,7	2,9	3,92	3,0	3,92
Коэффициент запаса поломок K :					
I вариант	2,73	2,85	3,2	2,9	3,2
II вариант	6,27	6,55	7,35	6,67	7,35
Предельные значения виброскорости (V_n), мм/с					
I вариант	11,0	12,7	14,0	13,0	14,0
II вариант	12,5	14,5	16,0	15,0	16,0
Предельные нормы виброскорости [7], мм/с	30	—	—	30	—

Применение полученного соотношения (15) покажем на примере расчета предельных значений общего уровня вибрации газоперекачивающего агрегата ГПА-10, эксплуатируемого на компрессорных станциях ДК "Укртрансгаз". В качестве предельных значений выберем два варианта оценок.

Первый вариант:

$$V_n = 2\sqrt{M(V^2)}, \quad (19)$$

где $M(V^2)$ — математическое ожидание квадрата виброскорости (начальный момент второго порядка).

Второй вариант:

$$V_n = \bar{V} + 3\sigma_V. \quad (20)$$

Оценка (19) предложена в работе [4], а (20) — так называемое, правило "трех сигма", — в работе [6]. По первому и второму варианту параметры "вибораспределения" t , z , β_1 соответственно равны 2,4; 2,82; 0,02 и 3; 3,22; 0,0055. Результаты расчетов предельных среднеквадратичных значений виброскорости представлены в таблице. Статистические экспериментальные данные получены при виброиспытании в эксплуатационных условиях парка агрегатов ГПА-10 в количестве 310 штук. Измерение виброскорости проводилось на корпусах подшипников в шести точках двигателя в соответствии с действующей методикой [6]. Использовались обычные виброметры и аппаратура спектрального анализа фирмы "Брюль и Кьер". Для сравнения приведены предельные значения существующих норм вибрации [7], замеренной в штатных точках измерений (точка 2 и 5).

Из таблицы следует, что предельные значения V_n по двум вариантам расчетов удовлетворяют гипотезе H ("Ремонт не нужен"). При этом по первому варианту $K \leq 3$ и в случае ошибки в принятии гипотезы H произойдут обычные поломки. По второму варианту $3 < K \leq 10$ и в случае ошибки в принятии гипотезы H произойдут поломки с опасными последствиями. Оценка по первому варианту безопаснее и предпочтительнее оценки по второму варианту. Существующие предельные нормы вибрации (таблица) намного выше предлагаемых расчетных. Такие значения уровней вибрации снижают ресурс агрегатов и могут приводить к остановкам и авариям на различной стадии их эксплуатации, что и наблюдается в действительности на КС [6].

Дальнейшую градацию норм вибрации с оценкой: "Требуется принятия мер" можно получить в соответствии с рекомендациями международных стандартов ИСО 2372, UDI 2056 и существующих норм [7], уменьшая предельный уровень V_n в 2,5 раза (8 дБ). Затем следующую градацию норм: "Допустимо" получим, уменьшая V_n на $2 \cdot 8 = 16$ дБ. В некоторых случаях [7] класс состояния разбивается на две части по 4 дБ в каждом, что в сумме соответствует 8 дБ, т.е. ранее рассмотренному классу.

Выводы:

1. Рассмотрено применение нового подхода к нормированию общего уровня виброскорости по статистическим данным виброобследований большого парка ГПА, что позволяет установить научно обоснованные нормы вибрации для отдельных точек измерений вибрации на агрегате. Примененный подход реализован с помощью критерия Неймана — Пирсона и обобщает традиционные методы нормирования, базирующиеся на рекомендациях ИСО.

2. Приведены числовые примеры, основанные на полученной плотности вероятности виброскорости парка ГПА. Числовые примеры показывают, что в

качестве оценки предельных уровней вибрации следует использовать правило "трех сигм". Установлено, что предпочтительней применять оценку, равную удвоенному корню квадратному из центрального момента второго порядка случайной виброскорости парка ГПА.

3. Существующие нормы и предельные уровни вибрации агрегата ГПА-10 "Волна" значительно выше расчетных, т.е. для надежной эксплуатации при таких нормах требуются дополнительные затраты. Приведение норм к расчетным значениям позволит продлить ресурс ГПА и их безаварийную эксплуатацию без дополнительных затрат.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Костин В.И. Сравнительная оценка интенсивности вибрации с переменной во времени амплитудой эквивалентным значением виброскорости гармонических колебаний. Пробл. прочности. — 1974. — № 9. — с.103-107.
- [2] Игуменцев Е.А., Марчук Я.С., Гетьманенко С.В. Нормирование вибрации газоперекачивающих агрегатов // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. — 2002. — №3. — с.7-12.
- [3] Cempel C. Determination of vibration symptom limit value in diagnostics of machinery. — Maintenance Management International, 5 1985. — 297-304.
- [4] Игуменцев Е.А., Костин В.И. Нормирование вибрации газотурбинных ГПА // Проблемы прочности. — 1989. — № 2. — с.121-122.
- [5] Александров А.В. Некоторые вопросы эксплуатационной надежности газотурбинных установок магистральных газопроводов. — М: ВНИИГазпром, 1969. — 73с.
- [6] Игуменцев Е.А., Работягов В.И., Шмидт В.В. Методика вибродиагностики технического состояния газоперекачивающих агрегатов ГПА-10 и ГПА-10-01 в условиях эксплуатации на компрессорных станциях газовой промышленности // Техническая диагностика и неразрушающий контроль. — 1996. — № 1. — с.11-20.
- [7] Нормы вибрации. Оценка интенсивности вибрации газоперекачивающих агрегатов в условиях эксплуатации на компрессорных станциях Министерства газовой промышленности. — М: ВНИИГазпром, 1985. — 17с.

Поступила 12.10.2003

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ОРГАНИЗАЦИИ ОХРАНЫ ТРУДА НА АТОМНОЙ ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОНТРОЛЬНЫХ КАРТ

Кныш С.Ю., к.т.н., доц.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра "Экономика предприятий и менеджмент"
тел.(0572) 20-63-03

Смирнитская М.Б., к.т.н.

Украинская инженерно-педагогическая академия

Украина, 61003, Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, кафедра "Охрана труда и окружающей среды"
тел.(0572) 20-64-44

Розглянуто статистичні показники організації охорони праці в одному з найбільш великих підрозділів Запорізької АЕС - експлуатаційному підрозділі. З використанням пакета STATISTICA, контрольних карт дана оцінка якості, встановлені основні причини його зниження. Зроблено висновки про можливості використання в керуванні якістю діяльності служби охорони праці методів і інструментів, традиційно прийнятих в оцінці якості промислових виробництв і їхньої продукції.

Рассмотрены статистические показатели организации охраны труда в одном из наиболее крупных подразделений Запорожской АЭС - эксплуатационном подразделении. С использованием пакета STATISTICA, контрольных карт дана оценка качеству, установлены основные причины его снижения. Сделаны выводы о возможности использования в управлении качеством деятельности службы охраны труда методов и инструментов, традиционно принятых в оценке качества промышленных производств и их продукции.

Производство электрической энергии на современном этапе развития науки и техники — достаточно сложный процесс, требующий грамотного подхода с целью обеспечения, в первую очередь, безопасности тем, кто обслуживает мощные энергетические установки. В этой связи проведем оценку качества организации контроля знаний безопасным приемам работы в подразделениях атомных электростанций. Выполнение этих функций возложено на службу охраны труда подразделений, традиционно, относимую к непроизводственным системам. Развитие теории и практики менеджмента, методологии системного анализа в управлении, в последние годы, создают возможности принимать решения по управлению качеством экономических, социальных и других непроизводственных систем, на основании моделей и методов, принятых в управлении техническими (производственными) системами.

Среди известных процедур и средств статистического контроля качества продукции промышленных производств определенное место занимают контрольные карты, позволяющие по качеству оценить абсолютный и относительный уровень несоответствий (количество брака), определить причины возникновения несоответствий (оценить влияние оборудования, исходных материалов, человеческого фактора и т.п.), принять необходимые меры и обеспечить контроль эффективности решений по улучшению состояния производства и качества продукции. В настоящее время хорошо разработаны и реализованы в профессиональных статистических пакетах, технологии построения: X , R , S , C , U , T^2 , карт; карт Парето и др.[1].

Общность законов функционирования различных систем, универсальность структуры и характера информации о качестве работы предприятий, их отдельных цехов и участков, принципы обработки этой информации с

целью разработки управленческих решений, на наш взгляд, позволяют использовать контрольные карты для анализа и регулирования качества вспомогательных систем и подразделений производств. К таким системам вполне может быть отнесена и система управления охраной труда (СУОТ), обеспечивающая надежность производственного процесса.

В работе поставлена цель оценки качества работы СУОТ в подразделениях атомных электростанций с использованием контрольных карт. В качестве объекта исследования рассмотрен процесс организации контроля знаний персонала эксплуатационного подразделения (ЭП) Запорожской АЭС по технике безопасности (ТБ): ПТБ, ПРБ, ППБ, ПТЭ, ПУБЭ, ПНБАЭ. Статистические показатели, характеризующие текущее положение дел представлены в табл. 1. [2].

Оценка тенденций временных изменений показателя качества работы системы (числа нарушений ТБ в ЭП АЭС) с использованием C карты (рис.1), анализ результатов σ теста (табл.2) позволяют сделать следующие выводы.

1.В изменениях показателя нарушений правил ТБ ЭП отсутствуют явно выраженные закономерности (тренды).

2.Наличие попаданий 2 из 3-х расположенных подряд точек в зону А, наличие попаданий 4 из 5-ти расположенных подряд точек в зону В и выход значений за пределы зоны В могут рассматриваться как индикатор "раннего предупреждения" о начинающемся разладе качества организации системы.

3.Рассеяние точек относительно центральной линии свидетельствует, что оцениваемая выборка подвержена влиянию различных факторов, в результате чего выборочные средние значения оказываются распределенными по бимодальному закону.

Статистические показатели организации системы ТБ в ЭП Запорожской АЭС

Период	Число нарушений правил ТБ - m (Выходная характеристика системы)	Число проверок знаний направлений ТБ - n _i (Факторные признаки системы)					
		ПТБ	ПРБ	ППБ	ПТЭ	ПУБЭ	ПНБАЭ
фев.99	56	29	38	22	20	19	16
мар.99	19	24	42	12	27	13	26
апр.99	40	26	35	17	25	21	23
май.99	0	29	23	16	25	24	26
июн.99	24	13	15	9	10	7	12
июл.99	19	13	15	9	10	7	12
авг.99	33	12	17	13	13	17	12
сен.99	27	21	23	18	15	19	16
окт.99	18	23	26	19	18	16	20
ноя.99	22	31	34	17	16	19	21
дек.99	17	41	69	62	17	24	24
Янв.00	19	49	28	35	26	24	27
фев.00	13	40	65	63	20	24	25
дек.99	17	41	69	62	17	24	24
янв.00	19	49	28	35	26	24	27
фев.00	13	40	65	63	20	24	25
мар.00	20	49	57	22	10	24	11
Апр.00	18	45	42	22	15	21	10
май.00	35	34	39	19	16	21	12
июн.00	0	24	21	11	15	12	13
июл.00	20	21	18	9	13	11	12
авг.00	23	23	20	8	12	8	15
сен.00	12	24	19	12	7	9	9
окт.00	17	18	16	11	13	10	12
ноя.00	34	17	18	12	16	13	29
дек.00	23	23	21	14	15	13	18
янв.01	19	31	37	23	28	19	31
фев.01	19	58	45	38	12	35	18
мар.01	16	63	42	39	17	28	24
апр.01	35	58	45	38	12	35	18
май.01	55	41	27	24	24	18	19
июн.01	25	12	4	5	24	11	15
июл.01	24	37	24	21	22	14	16
авг.01	0	25	26	9	24	12	28
сен.01	119	37	24	21	22	14	24
окт.01	29	39	27	22	21	16	25
ноя.01	29	37	29	21	27	15	20
дек.01	24	39	19	28	21	17	23

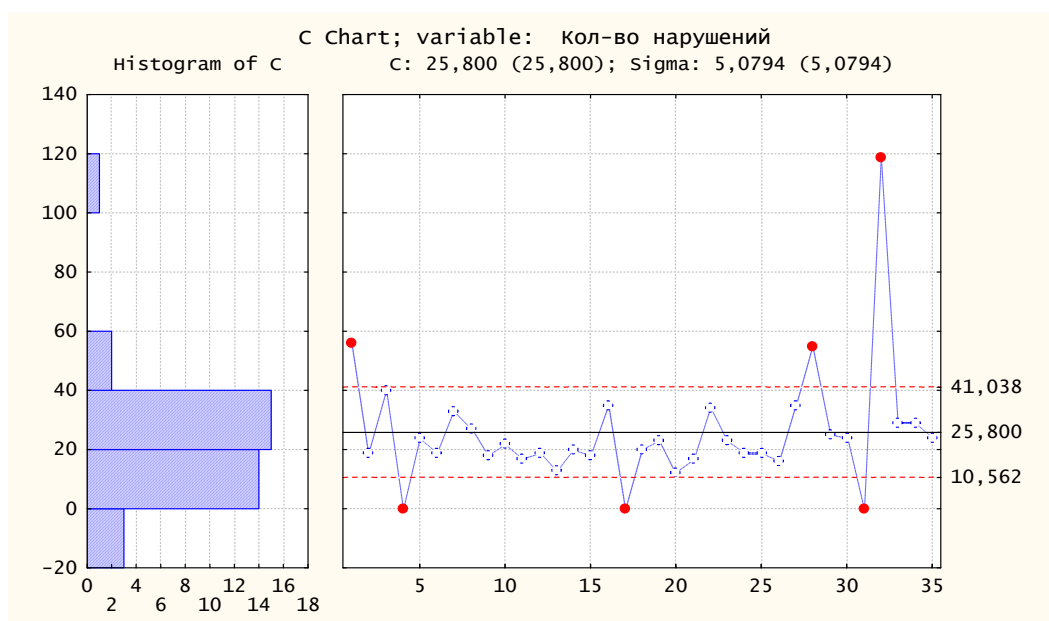


Рис. 1. C карта временных изменений показателя числа нарушений ТБ в ЭП АЭС

Таблица 2
Результаты сигма теста С карты показателя числа нарушений ТБ в ЭП АЭС

Зоны А/В/С: 3,000/2,000/1,000 * Sigma Кол-во нарушений; С Карта центральная линия: 25,800000 Сигма: 5,079370	От	До
9 значений на одной стороне от центра	ОК	ОК
6 значений в ряду возрастающих/убывающих	ОК	ОК
14 альтернативных значений выше/ниже	ОК	ОК
2 из 3 значений в зоне А или за ее пределами	1	3
4 из 5 значений в зоне В или за ее пределами	9	13
	14	18
15 значений в зоне С	ОК	ОК
8 значений за пределами зоны С	11	18

4. Выход точек за верхние контрольные пределы зоны А свидетельствует о необходимости корректировки процесса контроля знаний, организуемый службой охраны труда ЭП.

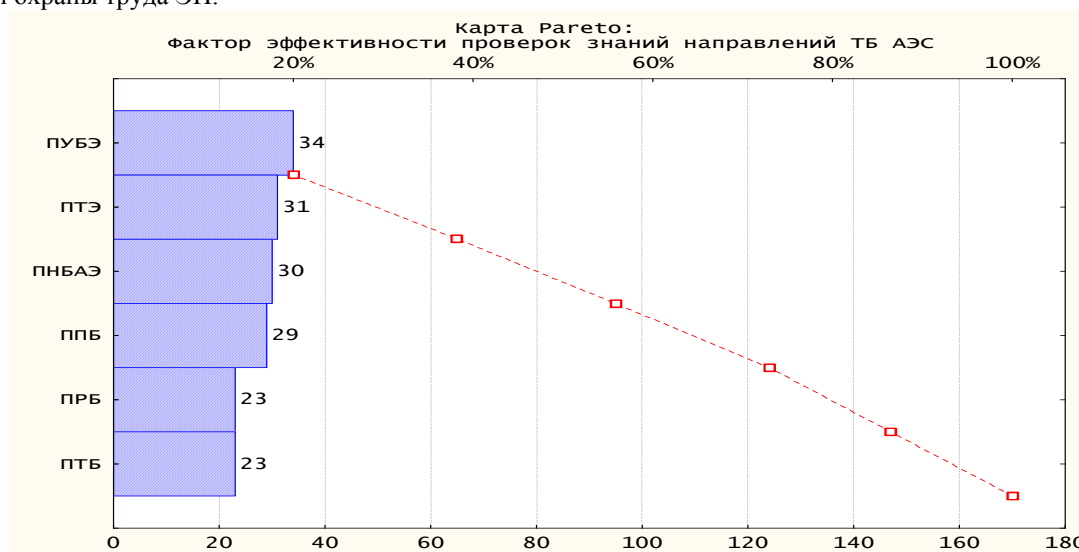


Рис.2. Карта Pareto : "Фактор эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС"

Таблица 3
Итоги карты Pareto : "Фактор эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС"

Категория	Значение	Совокупное значение	Процент	Совокупный процент
ПУБЭ	34,00	34,00	20,00000	20,0000
ПТЭ	31,00	65,00	18,23529	38,2353
ПНБАЭ	30,00	95,00	17,64706	55,8824
ППБ	29,00	124,00	17,05882	72,9412
ПРБ	23,00	147,00	13,52941	86,4706
ПТБ	23,00	170,00	13,52941	100,0000

Из приведенных данных следует, что среди основных причин снижения качества организации СУОТ ЭП можно назвать недостатки в планировании и организации проверок знаний по таким направлениям ТБ как ПУБЭ, ПТЭ, ПНБАЭ и ППБ.

Выясним, как изменится вклад причин потерь качества работы СУОТ ЭП при учете дополнительных показателей системы. В качестве таких дополнительных оценок может быть рассмотрено отношение числа нарушений ТБ к числу проверок знаний по направ-

С целью выявления распределения факторных признаков (причин) обеспечения качества СУОТ ЭП воспользуемся построением и анализом карт Парето. Для получения количественных оценок критерия, описывающего эффективность работы системы, рассмотрим статистические взаимосвязи отклонений числа нарушений и числа проверок знаний правил ТБ от соответствующих средних по выборке значений. Будем считать, что действие фактора числа проверок знаний ТБ эффективно только в случае, если

$$(m_t - \underline{m}) \leq 0 \ \& \ (n_{i,t} - \underline{n}_i) \geq 0, \quad (1)$$

где: \underline{m} , \underline{n}_i - средние по выборке числа нарушений и проверок знаний направлений ТБ.

Диаграмма Парето, соответствующая выборке категорий СУОТ ЭП, когда условие (1) не выполняется, приведена на рис. 2. Итоги карты Парето представлены в табл.3.

лениям ТБ АЭС. Заметим, что при равенстве затрат на единицу проверок знаний ТБ и величины ущерба, приходящегося на одно нарушение правил ТБ, данный показатель представляет собой отношение результатов работы системы и затрат, связанных с ее обслуживанием.

Карта Парето, построенная с учетом введенного показателя качества организации проверок знаний направлений ТБ ЭП АЭС представлена на рис.3. Соответствующие числовые характеристики карты сведены в табл.4.

Из представленной численной и графической информации можно сделать вывод о том, что учет показателя соотношения числа нарушений ТБ и числа проверок знаний по направлениям ТБ АЭС, меняет приоритеты в распределении причин потерь качества работы рассматриваемой системы. Последовательность расстановки направлений изучения и проведения проверок правил ТБ — "ПУБЭ; ППБ; ПТЭ; ПНБАЭ" вместо "ПУБЭ; ПТЭ; ПНБАЭ; ППБ" при краткосрочном планировании мероприятий по ТБ ЭП АЭС может оказаться особенно важной если учесть, что ущерб от нарушений ТБ на АЭС, как правило, на-

много превышает затраты, связанные с предотвращением таких нарушений.

Таблица 4

Итоги карты Pareto: Фактор эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС; Количественный признак: Число нарушений ТБ/Число проверок знаний направлений ТБ АЭС

Категория	Значение	Совокупное значение	Процент	Совокупный процент
ПУБЭ	59,45461	59,4546	21,64842	21,6484
ППБ	51,77516	111,2298	18,85220	40,5006
ПТЭ	50,31594	161,5457	18,32087	58,8215
ПНБАЭ	49,71084	211,2566	18,10055	76,9220
ПРБ	34,79543	246,0520	12,66960	89,5916
ПТБ	28,58525	274,6372	10,40837	100,0000

Результаты выполненного статистического анализа показателей качества работы СУОТ ЭП ЗАЭС можно обобщить в виде рекомендаций по целесообразной структуре факторных признаков (категорий) СУОТ (табл.5).

В заключение работы отметим, что использование в управлении качеством деятельности производственных систем АЭС известных этапов, функций, методов и инструментов оценки качества промышленной продукции может в значительной мере повысить эффективность менеджмента подразделений, обеспечивающих надежность и культуру энергетических производств. Для АЭС к подобным системам, кроме подразделений охраны труда следует также отнести весь спектр деятельности, связанной с обучением, подготовкой, переподготовкой персонала, повышением и поддержанием его квалификации.

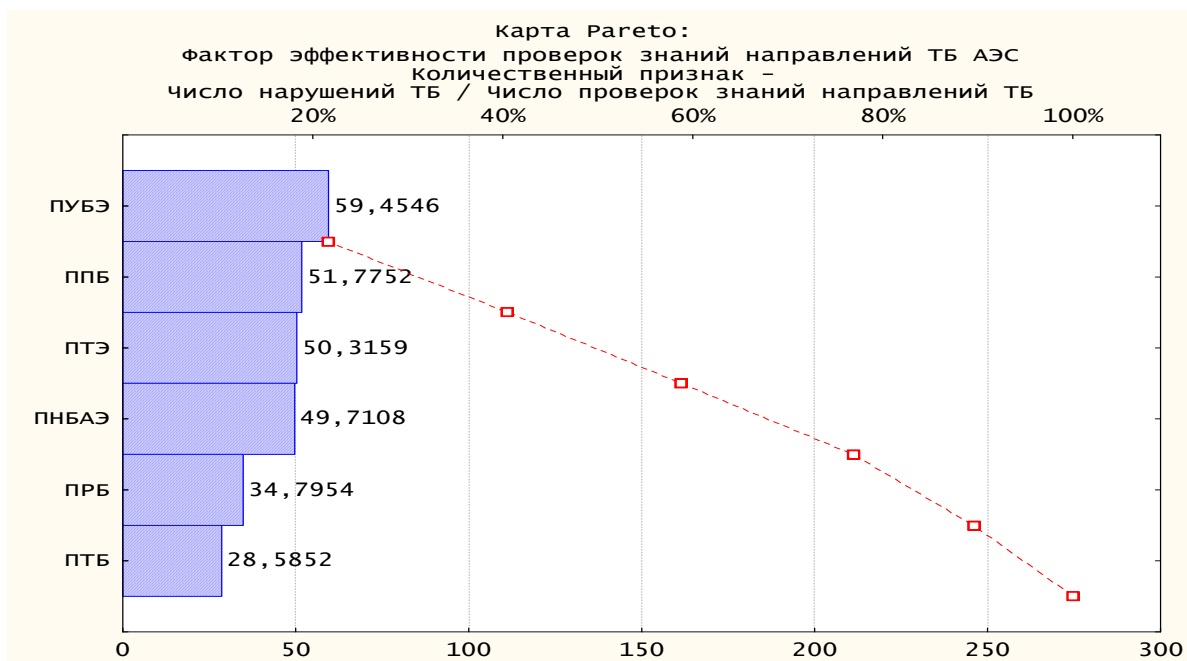


Рис.3. Карта Pareto: Фактор эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС; Количественный признак: Число нарушений ТБ/Число проверок знаний направлений ТБ

Таблица 5

Структуры факторных признаков СУОТ ЭП ЗАЭС

			3,12
--	--	--	------

Категория	Структура факторных признаков, %		Отклонение
	При учете фактора эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС	При учете фактора эффективности проверок знаний направлений ТБ АЭС и соотношения числа нарушений ТБ и числа проверок знаний направлений ТБ	
ПУБЭ	20,00000	21,64842	1,65
ПТЭ	18,23529	18,32087	0,09
ПНБАЭ	17,64706	18,10055	0,45
ППБ	17,05882	18,85220	1,79
ПРБ	13,52941	12,66960	-0,86
ПТБ	13,52941	10,40837	-

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Робертсон Б. Лекции об аудите качества: Пер. с англ. / Под общей ред. Ю.П. Адлера. – М.: Редакционно-информационное агентство "Стандарты и качество", 1999.— 375 с.
- [2] Деятельность ОП ЗАЭС. Информационный бюллетень. № 19 - 59.

Поступила 21.09.2003

ОПТИМІЗАЦІЯ КОРОТКОЗАМКНЕНОЇ РОТОРНОЇ ОБМОТКИ ДЛЯ КАСКАДНОГО РЕЖИМУ РОБОТИ ЧОТИРИПОЛЮСНОГО АСИНХРОННОГО ДВИГУНА

Лущик В.Д., д.т.н., проф., Козьменко О.О.
Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 94000, Луганська обл., Стаханов, вул. Тельмана, 53, УИПА ГФ, кафедра гірничої електромеханіки

Приведені оптимізаційні розрахунки по визначенню числа стержнів в асиметричній короткозамкненій роторній обмотці для покращення пускових властивостей за рахунок реалізації каскадних режимів роботи при пуску.

Приведены оптимизационные расчеты по определению числа стержней в асимметричной короткозамкнутой роторной обмотке для улучшения пусковых свойств за счет реализации каскадных режимов работы при пуске.

Найбільш ефективний спосіб покращення пускових властивостей асинхронних двигунів з короткозамкненими роторами без погіршення їх енергетичних показників в номінальному режимі – це створення каскадних умов роботи при пуску. Каскадний асинхронний двигун складається з двох асинхронних машин, ротори яких з'єднуються механічно і електрично, при цьому магнітне поле ротора другої машини повинне обертатись зустрічно магнітному полю ротора першої машини. Практична реалізація каскадних умов роботи асинхронного двигуна можлива, якщо дві асинхронні машини каскаду будуть об'єднані в одній машині, із спільним магнітопроводом і спільними (суміщеними) обмотками. Щоб дві асинхронні машини могли працювати в спільному магнітопроводі, вони повинні бути різнополюсні. Короткозамкнену обмотку ротора необхідно сконструювати так, щоб при включенні статорної обмотки в мережу і утворенні $2p_1$ – полюсного поля короткозамкнена обмотка ротора крім $2p_1$ – полюсного поля могла утворювати ще й зворотно-обертове $2p_2$ – полюсне поле. Фази статорної обмотки повинні бути виконані із паралельних віток, які з'єднуються так, щоб вони утворювали короткозамкнені контури відносно $2p_2$ – полюсного поля. При такому виконанні статорну обмотку можна вважати суміщеною $2p_1 / 2p_{2кз}$ – полюсною обмоткою.

Роторна короткозамкнена обмотка буде суміщеною $2p_1 / 2p_2$ – полюсною обмоткою, тобто поряд з $2p_1$ – полюсним полем буде утворювати зворотно-обертове поле, якщо її виконати із $(p_1 + p_2)$ короткозамкнених контурів [1].

Пусковий момент буде пропорційно залежати від амплітудного значення $2p_2$ – полюсного поля, утвореного роторною обмоткою, а також від обмоткового коефіцієнту $K_{об2}$ статорної обмотки відносно $2p_2$ – полюсного поля.

Для найбільш поширених чотириполюсних асинхронних двигунів ($2p_1=4$) визначено, що оптимальним значенням числа полюсів $2p_2$ – полюсного поля є двополюсне поле, $2p_2=2$ [2]. На рис.1а показане $2p_1$ – полюсне поле, $2p_2=2$ полюсне поле, в зоні дії якого знаходиться короткозамкнена $2p_1/2p_2$ – полюсна обмотка, що складається із (p_1+p_2) короткозамкнених котушок, де $(p_1+p_2)=2+1=3$ (рис.1б).

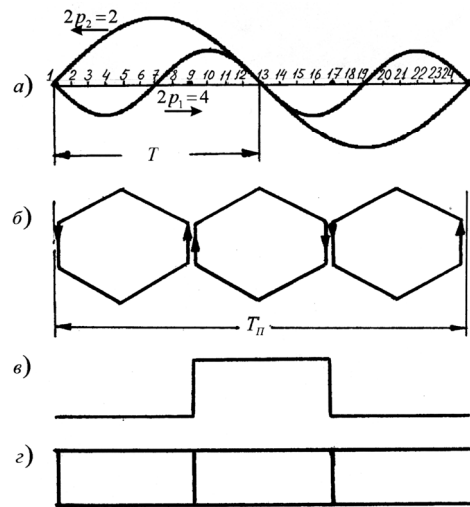


Рис. 1

Крок котушок $y=T_{01}=T_{02}=T_{03}=\frac{4\pi}{3}$. В одному па-
зу знаходяться сторони двох рядом розміщених котушок. Результуюче магнітне поле, створене котушками роторної обмотки для заданої миті часу, показано на рис.1в. Амплітудні значення МРС котушок для заданої миті часу t:

$$\begin{aligned} F_{K1} &= \sqrt{2}I_w \sin \omega t \\ F_{K2} &= \sqrt{2}I_w \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \\ F_{K3} &= \sqrt{2}I_w \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \end{aligned} \quad (1)$$

Використовуючи розклад в ряд Фур'є для даної форми кривої МРС котушки, а також враховуючи просторовий зсув котушок в $2p_2$ -полюсному полі ($2p_2=2$), яке є першою гармонікою, МРС кожної котушки:

$$\begin{aligned} F_{vk1} &= \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2}I_w \sin(\omega t) \cdot J_n \tilde{n} i s v \frac{2\pi}{T_j} x \\ F_{vk2} &= \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2}I_w \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \cdot J_n \tilde{n} i s v (\frac{2\pi}{T_j} x - \frac{2}{3}\pi) \\ F_{vk3} &= \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2}I_w \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \cdot J_n \tilde{n} i s v (\frac{2\pi}{T_j} x - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{де } J = \frac{\sin(\pi v T_{01} / T_f)}{\pi v}$$

Для першої гармонічної ($2p_2=2$), яка є субгармонікою, враховуючи, що $\frac{\sin(\pi 2\pi / 3 \cdot 2\pi)}{\pi} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi}$,

$$F_1 = 1.17012 I_w \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T} x) \quad (3)$$

Для другої гармонічної ($2p_1=4$), яка є основною гармонічною, враховуючи, що $\frac{\sin(2\pi 2\pi / 3 \cdot 2\pi)}{2\pi} = \frac{\sqrt{3}}{4\pi}$,

$$F_2 = 0.585 I_w \sin(\omega t - \frac{4\pi}{T} x) \quad (4)$$

Як бачимо, амплітудне значення $2p_2$ – полюсного поля в 2 рази перевищує амплітуду $2p_1$ – полюсного поля. Обмотка значно спрощується, якщо замінити (p_1+p_2) котушкові групи (p_1+p_2) стержнями короткозамкненої обмотки типу білячка клітка (рис.1г). Струми в стержнях пропорційні величинам індукцій в зоні розміщення стержнів і дорівнюють алгебраїчній сумі струмів двох сторін котушок, що знаходяться в пазах, струми в стержнях яких визначаються. Отже, картина результуючої МРС (p_1+p_2) – стержневої короткозамкненої обмотки нічим не відрізняється від результуючої МРС (p_1+p_2) – котушкової обмотки. В подальшому будемо розглядувати не котушки, а стержні короткозамкненої роторної обмотки.

Реальне виконання короткозамкненої роторної обмотки передбачує виготовлення не поодиноких (p_1+p_2) стержнів, а (p_1+p_2) груп стержнів, розміщених біля зовнішньої поверхні ротора у відкритих або напіввідкритих пазах (для одержання якомога меншого індуктивного опором), та утоплених пазів з великим індуктивним опором, розміщених рівномірно між групами пазів з малим індуктивним опором [3].

Знайдемо оптимальне число стержнів в кожній із (p_1+p_2) груп стержнів. Оптимальним будемо вважати таке число стержнів, при якому добуток амплітудних значень $2p_1$ – полюсного поля та $2p_2$ – полюсного поля, утворених роторною обмоткою, буде максимальний. Приймаємо число пазів ротора $z_2=24$ (рис.1, а). Часовий зсув поряд розміщених пазів:

$$t_Z = \frac{T}{Z'_2} = \frac{2\pi}{12} = \frac{\pi}{6} \quad (5)$$

Просторовий зсув поряд розміщених пазів:

$$t_f = \frac{T_f}{Z_2} = \frac{2\pi}{24} = \frac{\pi}{12} \quad (6)$$

Для стержнів, розміщених в пазах 1,9,17, маємо значення МРС, виражені формулами 1,2,3,4. МРС стержнів 2,10,18, з урахуванням їх часового та просторового зсуву відносно пазів 1,9,17:

$$F_{v2} = \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2} I_w \sin(\omega t - \frac{\pi}{6}) \cdot J_n \tilde{n} i_s v(\frac{2\pi}{T_f} x - \frac{\pi}{12})$$

$$F_{v10} = \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2} I_w \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \frac{\pi}{6}) \cdot J_n \tilde{n} i_s v(\frac{2\pi}{T_f} x - \frac{2}{3}\pi - \frac{\pi}{12}) \quad (7)$$

$$F_{v18} = \sum_{v=1}^{\infty} 2\sqrt{2} I_w \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \frac{\pi}{6}) \cdot J_n \tilde{n} i_s v(\frac{2\pi}{T_f} x - \frac{4}{3}\pi - \frac{\pi}{12})$$

Для першої гармонічної ($2p_2=2$) одержимо:

$$F_1 = 1.17 I_w \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T} x - \frac{\pi}{4}) \quad (8)$$

Для другої гармонічної ($2p_2=4$), яка є основною:

$$F_2 = 0.585 I_w \sin(\omega t - \frac{4\pi}{T} x) \quad (9)$$

Для стержнів 3,11,19 з урахуванням того, що вони зсунуті в часі на $2t_Z = \frac{\pi}{3}$ і в просторі на $2t_f = \frac{\pi}{6}$ відносно відповідних пазів 1,9,17, одержимо:

$$F_1 = 1.17 I_w \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T} x - \frac{\pi}{2}) \quad (10)$$

$$F_2 = 0.585 I_w \sin(\omega t - \frac{4\pi}{T} x)$$

Для стержнів 4,12,20 одержимо:

$$F_1 = 1.17 I_w \sin(\omega t + \frac{2\pi}{T} x - \frac{3\pi}{4}) \quad (11)$$

$$F_2 = 0.585 I_w \sin(\omega t - \frac{4\pi}{T} x)$$

При складуванні МРС окремих стержнів, що утворюють двополюсне поле, результуюче двополюсне поле спочатку зростає, а потім, коли стержні заповнюють більше половини всіх пазів, починає зменшуватись (рис.2). При відсутності асиметрії в обмотці, тобто коли всі пази рівномірно заповнені стержнями, $2p_2$ – полюсне поле зникає. В той же час основне $2p_1$ – полюсне поле ($2p_1=4$) рівномірно пропорційно зростає (рис.2).

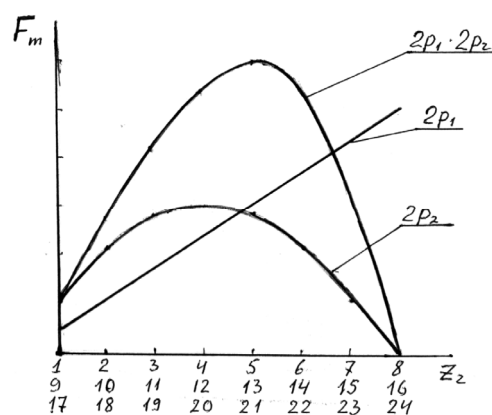


Рис. 2

Добуток амплітудних значень $2p_1$ та $2p_2$ – полюсних полів показує, що оптимальне співвідношення між числом стержнів в групі і числом пазів дорівнює 5/8.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Лушчик В.Д. Совмещенные электрические машины и аппараты. - К.: Техніка, 1993 – 203с.
- [2] Лушчик В.Д., Козьменко О.О. Каскадный режим работы чотириполюсних асинхронних двигунів. // Електротехніка та електроенергетика. – 2003.№1.
- [3] Лушчик В.Д., Козьменко О.О. Покращення пускових властивостей асинхронних двигунів // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". 2002. - №14,с 53 – 56.

Надійшла 5.12.2003

РАСЧЕТ ВИХРЕВЫХ ТОКОВ И ПОТЕРЬ МОЩНОСТИ В СЕГМЕНТАХ КРАЙНЕГО ПАКЕТА СТАТОРА ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Милых В.И., д.т.н., проф., Дубинина О.Н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра общей электротехники

тел. (0572) 40-04-27, факс (0572) 40-06-01, E-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

Задача розрахунку вихрових струмів і додаткових втрат потужності в сегментах крайнього пакета осердя статора розв'язується чисельним методом з урахуванням реальної конструкції турбогенератора в цілому і його елементів. Проводиться аналіз розподілу вказаних втрат по площині і товщині сегментного пакета у двох варіантах його виконання.

Задача расчета вихревых токов и добавочных потерь мощности в сегментах крайнего пакета сердечника статора решается численным методом с учетом реальной конструкции турбогенератора в целом и его элементов. Проводится анализ распределения указанных потерь по площади и толщине сегментного пакета в двух вариантах его выполнения.

ВВЕДЕНИЕ

Как известно [1], в концевой зоне электрических машин под действием аксиальной составляющей магнитного поля в крайних пакетах сердечников возникают вихревые токи (ВТ) и соответственно дополнительные магнитные потери мощности (ДМПМ). Это явление оказывается критическим в наиболее крупных машинах переменного тока - турбогенераторах [2].

Решению проблемы концевой зоны турбогенераторов посвящен значительный ряд исследований, к которым относятся, например, работы [1,3,4]. В них анализ проводится посредством аналитических методов расчета, которые хотя и дают физически и качественно правильное представление рассматриваемых процессов, но сопряжены с целым рядом серьезных упрощений, приводящих к неадекватным количественным результатам. Кроме того, большинство работ, касающихся процессов в торцевых зонах электрических машин, сводится к рассмотрению ДМПМ в зубцах крайних пакетов сердечника статора.

Более реалистичные, хотя возможно еще и не всеобъемлющие, результаты дают численные методы расчета электромагнитных процессов в торцевой зоне электрических машин, что отмечено в [5,6].

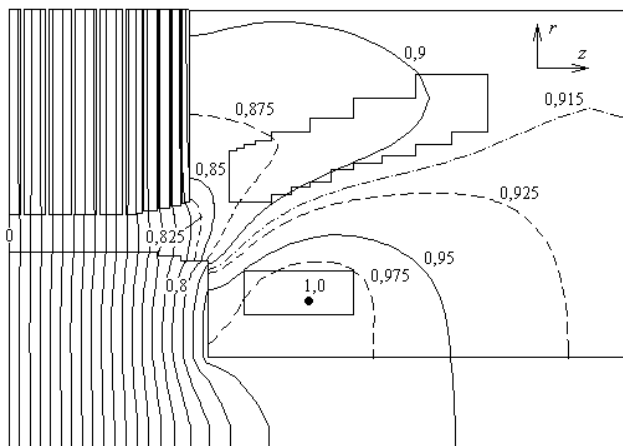


Рис.1. Торцевая часть турбогенератора с картиной магнитного поля в режиме нагрузки

Целью данной работы является проведение анализа ДМПМ в сегментах крайнего пакета сердечника статора турбогенератора именно на основе численных расчетов ВТ. Этот анализ направлен на выявление количественного уровня ВТ и ДМПМ, распределения их по основным частям сегментов как в пределах их плоскости, так и по толщине пакета, количественной оценки одной из распространенных мер, направленных на снижение ДМПМ.

ОБЪЕКТ ИССЛЕДОВАНИЯ И ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ АНАЛИЗА

Для конкретизации проводимого анализа избрана типовая конструкция, соответствующая турбогенератору мощностью порядка 200 МВт [2,4], которая рассматривалась нами в [7]. Структура торцевой зоны такого турбогенератора дана на рис.1 фрагментом его продольного сечения. Характерными особенностями здесь являются ступенчатая структура сердечника статора ввиду укорачивания зубцов его крайних пакетов, а также постепенно уменьшающаяся толщина пакетов (основные пакеты имеют толщину 60 мм и зазор под ними 100 мм; крайний пакет в 20 мм имеет укороченные на 36 мм зубцы).

Один сегмент крайнего пакета сердечника статора целиком показан на рис.2. Здесь имеются характерные для крайнего пакета прорезы в зубцах, а также прорезы на некоторую глубину яма, служащие для уменьшения величин ВТ и ДМПМ [2].

Основой расчета ВТ в крайнем пакете сердечника статора, открывающей новые возможности для получения количественных результатов, является разработанная ранее методика численного расчета магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки [7]. Она учитывает структуру пакетов сердечника статора и их зубцовой зоны, насыщение и шихтовку стали.

Исходными данными для расчета ВТ является полученное по методике [7] распределение аксиальной составляющей магнитной индукции в крайнем пакете. Причем используется не только магнитное поле на поверхности крайнего пакета [8], что является недостатком многих работ, а по всей его толщине.

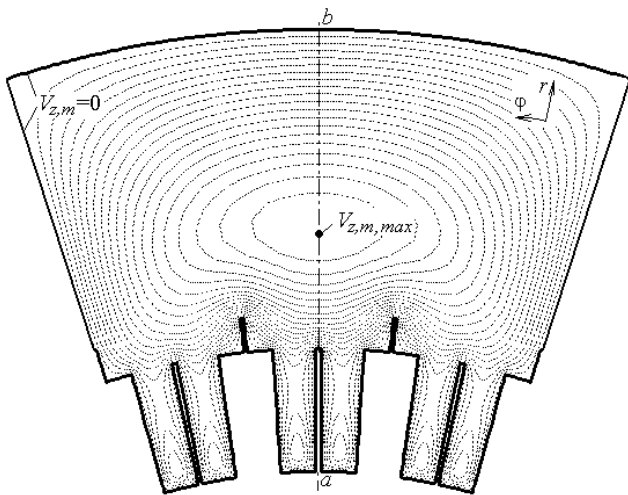


Рис.2. Сектор крайнего пакета сердечника статора

Так по толщине крайний пакет был условно разбит на 10 слоев, которые показаны и пронумерованы на рис.3, где дан фрагмент концевой зоны. В плоскости каждого слоя, которая как раз и представлена на рис.2, использовалось свое распределение магнитного поля.

Основным допущением при решении поставленной задачи является раздельный расчет возбуждающего магнитного поля и ВТ. При таком подходе реакция ВТ в самом сердечнике статора и других деталях конструкции непосредственно не учитывалась, хотя косвенно это можно сделать посредством задания эквивалентных магнитных свойств этих элементов турбогенератора при расчете магнитного поля [9].

Расчет магнитного поля в [7] дает двухкоординатное (r,z) амплитудное распределение аксиальной составляющей магнитной индукции $B_{z,m}$ с периодом по угловой координате φ в два полюсных деления. Так как угловой размер сегмента значительно меньше

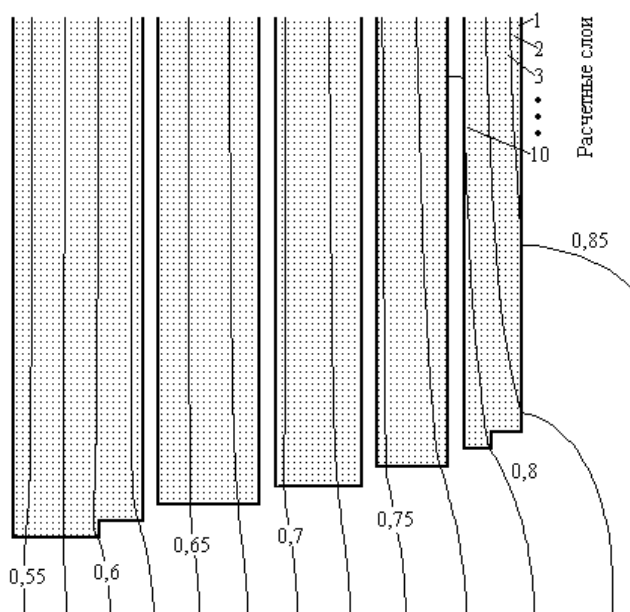


Рис.3. Фрагмент концевых пакетов на высоте зубцовой зоны сердечника статора

полюсного деления, то на основании [10] в пределах ширины сегмента (рис.2) функция магнитной индукции принята соответствующей пульсирующему магнитному полю с постоянным по ширине зубца и зависящим от одной координаты значением $B_{z,m}(r)$, то есть

$$b_z = B_{z,m}(r) \sin \omega t, \quad (1)$$

где $\omega=314 \text{ с}^{-1}$ - циклическая частота; t - время.

Принятие такой функции (1) является еще одним упрощающим допущением расчета ВТ.

Общая картина магнитного поля в торцевой зоне дана в виде силовых линий на рис.1 - эти линии разграничивают слои неизменного магнитного потока (его амплитуды), а числа на линиях выражают его относительные значения, нормированные максимумом потока, составляющим 0,468 Вб. Более детально структура магнитного поля в зубцовой зоне крайних пакетов проявлена на рис.3.

Примеры распределения $B_{z,m}(r)$ по всей радиальной высоте сегментов (включая зубцы) показаны на рис.4 для двух крайних слоев. Эти слои ранее выделены на рис.3 и еще показаны в крайнем пакете на рис.4.

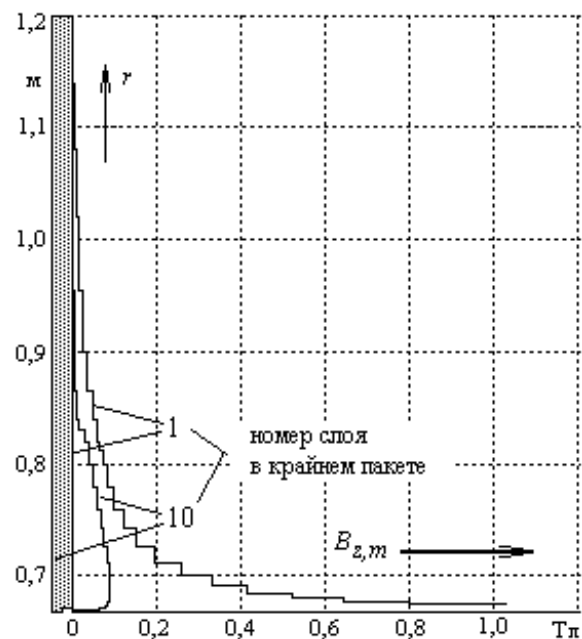


Рис.4. Распределение магнитной индукции в крайнем пакете сердечника статора

МЕТОДИКА РАСЧЕТА ВТ И ДМПМ

Расчеты ВТ проведены на базе методики, представленной и использованной в [11,12]. ВТ рассматриваются в плоскости листов сердечника статора и считаются возбужденными магнитным полем с заданной по (1) функцией магнитной индукции. Ввиду симметрии расчетная модель по ширине ограничивалась половиной угловой ширины сегмента при соответствующем граничном условии на ограничивающей радиальной линии симметрии ab (рис.2).

Исходным при расчете функции плотности ВТ

$\vec{j}(r, \varphi, t)$ являлось второе уравнение из системы уравнений Максвелла

$$\text{rot } \vec{E} = -\frac{\partial \vec{b}}{\partial t}, \quad (2)$$

где E - напряженность электрического поля, выражающаяся известным соотношением

$$\vec{E} = \rho \vec{j}, \quad (3)$$

содержащим плотность тока j и удельное электрическое сопротивление ρ . Для электротехнической стали последнее принято равным $0,5 \cdot 10^{-6}$ Ом·м.

Плотность ВТ $\vec{j}(r, \varphi, t)$ является функцией координат и времени и с учетом (1)-(3) в плоскости сегмента описывается уравнением

$$\text{rot } \vec{j} = -k \frac{1}{\rho} \frac{\partial b_z}{\partial t}, \quad (4)$$

где k - орт по оси z .

Для решения этого уравнения используется вспомогательная функция $\vec{v}(r, \varphi, t)$ - векторный электрический потенциал (ВЭП), связываемый с плотностью тока соотношением

$$\text{rot } \vec{v} = \vec{j}. \quad (5)$$

С учетом (1), (4) и (5), получается для расчетной модели в полярной системе координат (рис.2) подлежащее решению дифференциальное уравнение

$$\frac{1}{r} \frac{\partial}{\partial r} \left(r \frac{\partial V_{z,m}}{\partial r} \right) + \frac{1}{r^2} \frac{\partial^2 V_{z,m}}{\partial \varphi^2} = -\frac{1}{\rho} \omega B_{z,m}, \quad (6)$$

где $V_{z,m}$ - амплитуда аксиальной составляющей ВЭП, временная компонента функции которого является косинусоидальной, исходя из исходной функции (1).

Решение уравнения (6) достигалось, как и в [11,12], численно - методом конечных разностей при использовании полярной сеточной модели. На симметричную половину области расчета (рис.2) наносилась неравномерная сетка, содержащая 4700 расчетных узлов (фрагмент сетки показан на рис.5). При этом на основе [13] использовалась эффективная аппроксимация области расчета в зоне с прямоугольными пазами.

По контуру листа стали в плоскости сегмента (рис.2) для амплитуды ВЭП принималось граничное условие Дирихле

$$V_{z,m} = 0, \quad (7)$$

а на линии симметрии ab - условие Неймана

$$\frac{\partial V_{z,m}}{\partial \varphi} = 0. \quad (8)$$

Решением уравнения (6) с учетом граничных условий (7) и (8) получается в области расчета распределение амплитудной функции ВЭП $V_{z,m}(r, \varphi)$. При исходной синусоидальной функции (1) временная составляющая функции ВТ имеет вид $\cos \omega t$, как и

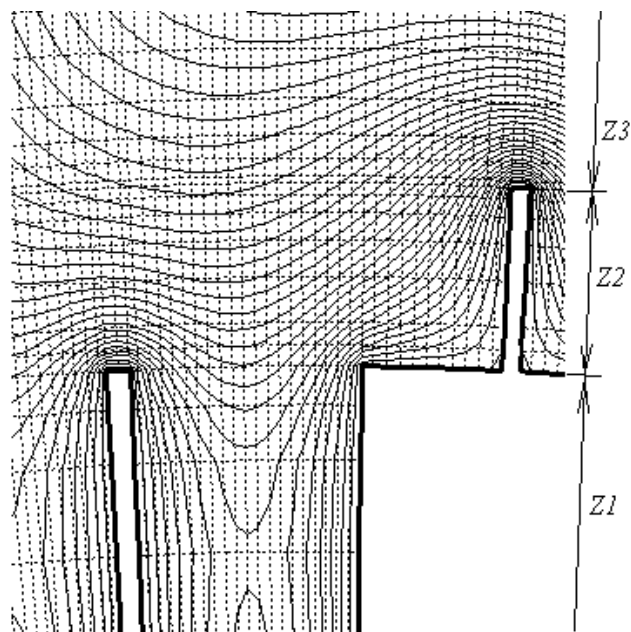


Рис.5. Фрагмент сегмента сердечника статора с сеточной структурой и картиной поля ВТ

функция ВЭП, а на основе (5) определяются координатные составляющие амплитуды плотности ВТ

$$J_{r,m} = \frac{1}{r} \frac{\partial V_{z,m}}{\partial \varphi}; \quad J_{\varphi,m} = -\frac{\partial V_{z,m}}{\partial r}, \quad (9)$$

а по ним и действующее значение

$$J = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{J_{r,m}^2 + J_{\varphi,m}^2}. \quad (10)$$

По плотности тока находится объемная плотность ДМППМ

$$P_V = \rho J^2, \quad (11)$$

что дает основу для определения ДМППМ в сегменте, приходящихся на выделенный слой:

$$P_{\text{сл.сег}} = 2 d_c k_3 \sum_{k=1}^n P_{V,k} S_k, \quad (12)$$

где S_k , $P_{V,k}$ - площадь k -той ячейки сетки и плотность ДМППМ в ней; n - число ячеек в пределах области расчета (на симметричной половине сегмента); d_c , k_3 - толщина слоя и коэффициент заполнения его сталью.

В итоге ДМППМ на конкретный слой пакета по всему его кольцу

$$P_{\text{сл.пак}} = n_{\text{сег}} P_{\text{сл.сег}} \quad (13)$$

и на весь крайний пакет сердечника статора

$$P_{\text{пак}} = \sum_{k=1}^{n_{\text{сл}}} P_{k,\text{сл.пак}}, \quad (14)$$

где $n_{\text{сег}}$ - число сегментов по кольцу сердечника статора; $n_{\text{сл}}$ - число расчетных слоев по аксиальной толщине крайнего пакета (в данном случае и то и другое равно 10).

РАСЧЕТНЫЙ АНАЛИЗ

Расчеты ВТ и ДМППМ были проведены для двух

Интегральные электромагнитные параметры для сегментов сердечника статора

Вариант модели	Номер слоя	$\Phi_{z,m}$	$V_{z,m,max}$	$\sum I_m$	$P_{сл.пак}$
		мВб	кА/м	А	Вт
С1	1	11,662	139,2	259	1299
	4	8,242	80,5	150	583
	7	6,012	43,8	81	264
	10	3,484	18,6	35	88
	$\Sigma(1-10)$	-	-	1258	5114
С2	1	11,70	156,3	291	1453
	4	8,268	90,9	169	640
	7	6,032	49,8	92	283
	10	3,490	21,7	40	93
	$\Sigma(1-10)$	-	-	1423	5629

вариантов сегмента: С1 - соответствует основному (рис.2 и 5); С2 - соответствует представленному на рис.6, где отсутствуют просечки в спинке сегмента (так выяснялась роль этих просечек).

Результаты расчетов для этих двух вариантов представлены на рис.2, 5 и 6, а также в табл.1-3.

В табл.1 даны интегральные электромагнитные параметры, соответствующие возбуждающему магнитному полю и полученным ВТ и ДМПМ, причем для различных расчетных слоев по аксиальной толщине пакетов, а в двух случаях - и суммарные для всего крайнего пакета сердечника статора - $\Sigma(1-10)$.

Величина $P_{сл.пак}$ в табл.1 определена по формуле (13), а прочие еще требуют пояснения.

Величина амплитуды аксиального магнитного потока

$$\Phi_{z,m} = \int_{S_{сст}} B_{z,m} dS, \quad (15)$$

определенная в пределах площади сегмента $S_{сст}$, свидетельствует о различных исходных условиях в слоях сегмента по возбуждающему магнитному полю. Дело в том, что магнитное поле после входа из торцевой зоны в крайний пакет переориентируется с аксиального на радиальное направление, что можно видеть, например, на рис.3.

Величина $V_{z,m,max}$ - максимальное значение амплитуды ВЭП - это фактически амплитуда суммарного тока в слое сегмента, если бы он имел толщину 1 м. Примеры общих картин ВТ даны на рис.2 и рис.6 для слоев с номерами 1: здесь даны структуры линий $V_{z,m} = const$, которые проведены с шагом в 0,05 о.е. при нормировке ВЭП значением $V_{z,m,max}$, соответствующим конкретному расчетному варианту. А на рис.5, являющемся фрагментом рис.2, линии равного ВЭП проведены в два раза чаще.

Картинки ВТ свидетельствует о существенно неравномерном их распределении (концентрация в зонах сгущения линий), это же касается соответственно и плотности МДПМ. В других слоях по толщине пакета стали картинки ВТ имеют в целом аналогичный

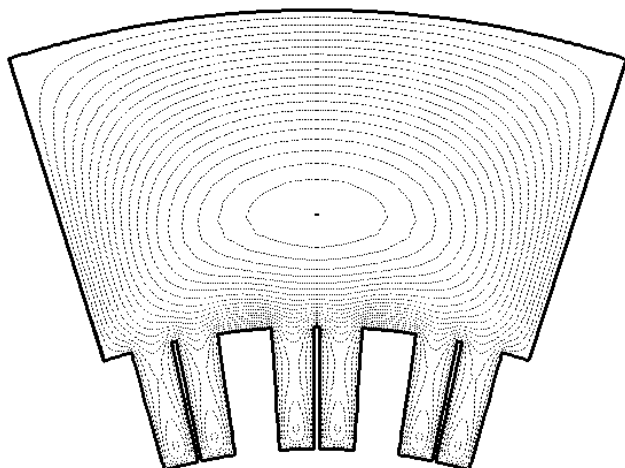


Рис.6. Сегмент крайнего пакета сердечника статора без просечек в ярме

характер с некоторыми отличиями и с последовательным уменьшением значений ВЭП, что и отражено в табл.1.

От величины $V_{z,m,max}$ легко перейти к амплитуде суммарного тока

$$\sum I_m = d_c k_3 V_{z,m,max}, \quad (16)$$

приходящегося на слой сегмента. Значения этого тока по слоям даны в табл.1, где также приведены и суммы этих токов, приходящиеся на весь сегмент крайнего пакета сердечника статора - $\Sigma(1-10)$.

В табл.2 представлены удельные параметры, рассчитанные по формулам (10), (11) (добавленные индексы S и max обозначают среднее и максимальное значения) для некоторых из десяти слоев пакета и усредненные значения по всей его толщине - $Ср(1-10)$.

Табл.3 показывает распределение ВТ и ДМПМ по радиальной высоте сегмента, а именно - в конкретно выделенных его зонах: Z1 - в зубцах; Z2 - в сегментной зоне на высоте просечек в спинке сегмента (для варианта С2 эта зона сохранена условно); Z3 - в оставшейся части спинки сегмента (разграничение этих зон показано на рис.5). Дополнительно отметим, что и по угловой ширине сегмента ДМПМ распреде-

Таблица 2

Удельные величины ВТ и ДМПМ в слоях сегмента

Вариант модели	Номер слоя	Плотность ВТ, А/мм ²		Плотность ДМПМ, Вт/см ³	
		J_S	J_{max}	P_{VS}	P_{Vmax}
С1	1	0,807	6,89	0,239	11,85
	4	0,507	4,09	0,107	4,19
	7	0,311	2,31	0,048	1,34
	10	0,158	1,27	0,016	0,41
	$Ср(1-10)$	0,433	-	0,094	-
С2	1	0,860	5,92	0,267	8,75
	4	0,539	3,88	0,118	3,77
	7	0,328	2,48	0,052	1,53
	10	0,166	1,39	0,017	0,48
	$Ср(1-10)$	0,460	-	0,103	-

Таблица 3
Удельные величины ВТ и ДМППМ в слоях сегмента

Вариант модели	Зона сегмента	J_s	P_{VS}	$P_{\text{пак}}$	
		А/мм ²	Вт/см ³	Вт	%
С1	Z1	0,305	0,039	1629	31,9
	Z2	0,693	0,182	849	16,6
	Z3	0,923	0,314	2636	51,5
С2	Z1	0,321	0,040	1646	29,2
	Z2	0,834	0,275	1275	22,7
	Z3	0,939	0,323	2708	48,1

лены неравномерно. Различия есть даже в разных зубцах: так, если считать полузубцы на рис.2 слева направо, то в слое Z1 ДМППМ распределены в относительной пропорции 1 : 1,024 : 1,053.

Расчетные данные в табл.1-3 свидетельствуют сами за себя. Добавим, что, исходя из данных табл.1, можно выяснить, что рассечка спинки сегмента привела к снижению суммарного тока в 1,13 раз, а ДМППМ - в 1,1 раз. Для основного варианта сегмента С1 пронизывающий его площадь магнитный поток по толщине пакета уменьшается в 3,4 раза, а суммарный ток - уже в 7,4 раза, что вызвано концентрацией остающегося магнитного потока в более узкой зоне, где развитие структуры ВТ стеснено.

В том же основном варианте С1 по толщине пакета средняя плотность ВТ различается в 5,1 раза, плотность ДМППМ - в 14,8 раза (табл.2). Примерно половина ДМППМ выделяется в зубцах (табл.3), а их уменьшение происходит именно в той зоне спинки сердечника (Z2 на рис.5), которую образуют ее рассечки.

Полученный в табл.1 уровень суммарных токов $\sum I_m$ можно оценить, сравнив их с угловыми составляющими магнитодвижущих сил (МДС) лобовых частей обмоток турбогенератора. Так в [7] при расчете возбуждающего магнитного поля МДС обмотки ротора составила 127 кА, обмотки статора - 57 кА (на полюс).

Можно предположить, что на этом фоне реакция ВТ в сегментах сердечника не будет подавляющей, так как суммарный ток в сегментном пакете на 1-2 порядка меньше. Поэтому проведенный расчетный анализ представляется реалистичным, несмотря на сделанные упрощающие допущения. Если же в торцевой зоне турбогенератора расположены специальные электромагнитные экраны и есть массивные электропроводящие элементы конструкции, то это требует отдельного анализа.

ВЫВОДЫ

Как само магнитное поле, так и вызванные им ВТ и ДМППМ в сегменте крайнего пакета сердечника статора турбогенератора распределены очень неравномерно. На зубцовый слой приходится примерно половина ДМППМ. Введением прорезей в зоне спинки сердечника суммарные ДМППМ можно снизить в целом примерно на 10%, а в зоне на высоте прорезей они уменьшились в 1,5 раза.

Средняя плотность ВТ по толщине пакета изменяется в 5,1 раз, удельные ДМППМ - в 14,8 раз, тогда как возбуждающий магнитный поток - только в 3,4 раза.

Представленная методика численного расчета позволяет в целом получать реалистичные количественные оценки изменения ДМППМ в сегментах крайних пакетов сердечника статора турбогенератора, что необходимо при выборе параметров его конструкции, обеспечивающем снижение рассмотренных потерь.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Электромагнитные процессы в торцевых частях электрических машин / А.И.Вольдек, Я.Б.Данилевич, В.И.Косачевский и др. -Л.: Энергоатомиздат.-1983.-216 с.
- [2] Турбогенераторы. Расчет и конструкция / В.В.Титов, Г.М.Хуторецкий, Г.А.Загородная и др.-Л.:Энергия.-1967.-895 с.
- [3] Титко А.И., Счастливый Г.Г. Математическое и физическое моделирование электромагнитных полей в электрических машинах переменного тока. К.: Наукова думка, 1976. -200 с.
- [4] Электромагнитные и тепловые процессы в концевых частях мощных турбогенераторов. И.М. Постников, Л.Я. Станиславский, Г.Г. Счастливый и др// Наукова думка.- Киев,1971.- 360 с.
- [5] Mecrow В.С., Jack А.Г., Cross С.С. Electromagnetic design of turbogenerator stator end regions // IEE Proc.C.-1989.-136, №6.-PP.361-372.
- [6] Данько В.Г., Милих В.И., Поляков И.В., Лівшиц О.Л., Черемісов І.Я. Деякі проблеми турбогенераторів з повітряним охолодженням // Вестник Харьк. политехн. ун-та, №84.-Харьков, ХГПУ, 2000.-С.73-76.
- [7] Милых В.И., Дубинина О.Н. Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки // Электротехника і електромеханіка.-2003.-№1.-С.64-69.
- [8] К расчету магнитного поля на поверхности торцев сердечника статора мощного турбогенератора. М.Ф.Горбатюк, В.И.Смородин, А.С.Карачюба и др.// Техническая электродинамика, 1980, №5.-С.61-65.
- [9] Милых В.И., Дубинина О.Н. Формирование расчетной модели магнитного поля в торцевой зоне турбогенератора на основе анализа факторов влияния // Вісн. Східноукр. нац. Ун-ту.-Луганськ: СНУ.- 2001.- № 3(37).- С.48-55.
- [10] Домбровский В.В. Справочное пособие по расчету электромагнитного поля в электрических машинах.-Л.: Энергоатомиздат, Ленинград.отд-ние, 1983.-256 с.
- [11] Данько В.Г., Милых В.И., Станкевич А.И. Вихревые токи в низкотемпературной зоне криостата в криодвигателе постоянного тока // Электричество.-1982.-№11.- С.14-19.
- [12] Милых В.И. Расчет вихревых токов в тонкой оболочке, расположенной в двигателе постоянного тока с криогенным охлаждением // Электротехника.- 1985.-№4. - С.19-23.
- [13] Милых В.И. Принцип компенсации геометрических искажений при конечно-разностных полевых расчетах // Техническая электродинамика.-1989.-№6.-С.20-26.

Поступила 24.09.2003

ПОДСИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО СИНТЕЗА СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ СО СЛОЕВЫМИ ОБМОТКАМИ

Пуйло Г.В., д.т.н., проф., Левин Д.М., Трищенко А.В.
Одесский национальный политехнический университет
Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко 1, ОНПУ, кафедра электрических машин
тел. (0482) 288-680, E-mail: puiilo@ukr.net

Розглянута концепція розробки, структура і функціональні можливості підсистеми автоматизованого проектного синтезу та оптимізації трифазних силових масляних трансформаторів з шаровими обмотками та різними типами магнітних систем - "Аметист".

Рассмотрена концепция разработки, структура и функциональные возможности подсистемы автоматизированного синтеза и оптимизации трехфазных силовых масляных трансформаторов со слоевыми обмотками и различными типами магнитных систем - "Аметист".

Силовые трансформаторы со слоевыми обмотками являются самыми распространенными и их количество составляет не менее 45% от всех используемых силовых трансформаторов в электроэнергетике.

Поэтому трансформаторная промышленность всего мира в последние годы направляет значительные средства на их совершенствование. Это реализуется путем улучшения конструктивного исполнения обмоток, применения новых трансформаторных стале-лей, новых конструктивных типов и технологий изготовления магнитных систем, оптимизации параметров и структуры трансформаторов в соответствии с требованиями энерго- и ресурсосбережения [5,6].

Задача оптимального проектного синтеза таких трансформаторов является задачей структурно-параметрической оптимизации и требует учета конструктивных и технологических факторов, требований унификации и стандартизации при удовлетворении всех необходимых функциональных показателей.

Поэтому программные продукты для автоматизированного проектирования таких объектов должны обеспечивать решение задач прогнозирования проектных решений, анализа тенденций развития и построения перспективных объектов, выбора оптимальных или допустимых технических решений, управления процессами проектного синтеза и анализа. Эффективное решение этих задач основывается на системной организации функционирования компонентов программного обеспечения исходя из системных принципов развития, системного единства, моральной живучести, эргономичности, рациональной декомпозиции, информационной наглядности.

В [6] выделено около 20 свойств, высококачественного программного обеспечения. Этими свойствами обеспечивается его общая полезность, которая складывается из таких качеств как "исходная полезность" и "удобство в эксплуатации".

Наиболее существенными показателями качества ПО принято считать эффективность, надежность, точность, доступность, информативность, расширяемость, эргономичность, модифицируемость.

Постоянно растущие вычислительные мощности и другие возможности современных ЭВМ, прогресс сервисных программных продуктов позволяют реали-

зовать свойства высококачественного программного обеспечения в прикладных программных комплексах автоматизированного проектирования сложных технических объектов при учебном и промышленном проектировании.

В соответствии с функциональными требованиями и указанными системными принципами подсистема автоматизированного синтеза силовых масляных трехфазных трансформаторов "Аметист", разработанная в Одесском национальном политехническом университете, организована по блочному (структурно-модульному принципу) (рис. 1) и содержит такие основные блоки: модуль исходных данных, модуль предварительного оптимизационного расчета, модуль синтеза слоевых обмоток, модуль математических моделей магнитных систем, модули баз данных обмоточных проводов и электротехнических сталей, модуль расчета магнитного поля рассеяния, модули визуализации процесса проектной оптимизации, модули расчета и визуализации характеристик трансформатора в статическом и переходном режимах работы.

Интерактивное взаимодействие пользователя с подсистемой осуществляется на основе системы диалоговых окон, которые активизируются в соответствии с логической схемой решения проектной задачи.

Наиболее творческими и трудноформализуемыми этапами проектного синтеза и анализа являются этапы синтеза технических решений, оптимизации структуры и параметров трансформатора, детального синтеза оптимальных обмоток.

Для повышения наглядности и эффективности решения задач этих этапов в интерактивном режиме в подсистеме предусмотрены специальные окна. На рис.2 показано, например, окно "Выбор оптимального варианта", с помощью которого выполняется анализ допустимой области с ограничениями $(\sum P = const, P_o = const, P_k = const, B_c = const)$.

При проектном синтезе магнитных систем каждый из конструктивных видов представляется в трехмерном изображении. Наглядно представлены как разрезы главной изоляции в окне, так и схемы размещения элементарных проводников в поперечных сечениях витков обмоток (рис. 3).

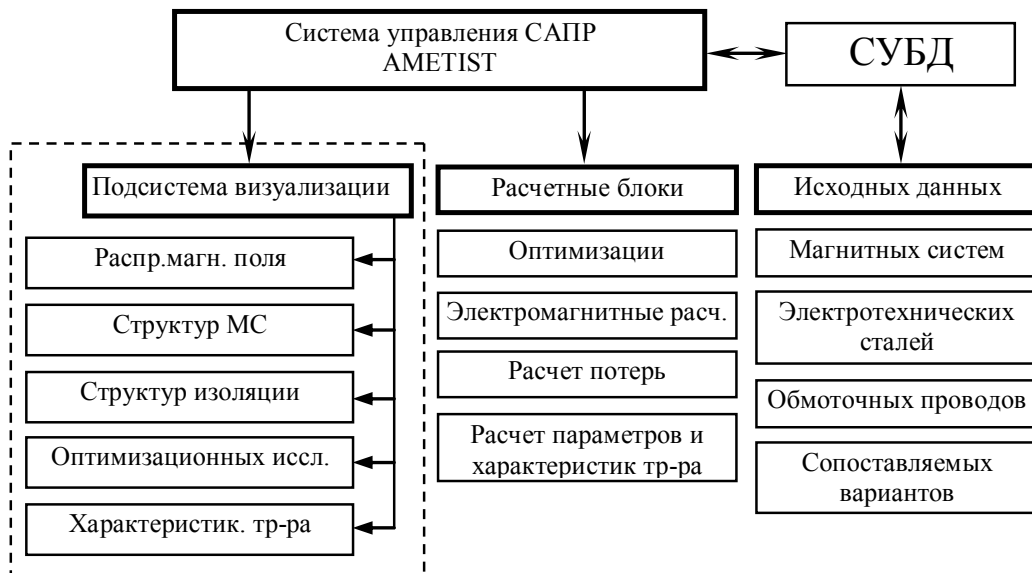


Рис. 1. Состав программных компонентов подсистемы "Аметист"

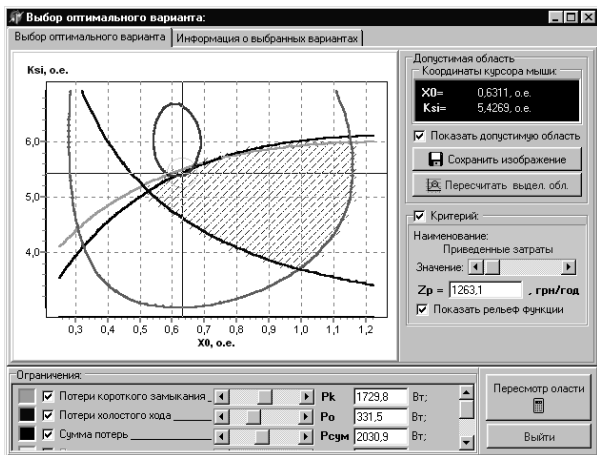


Рис. 2. Окно "Выбор оптимального варианта" при условной оптимизации

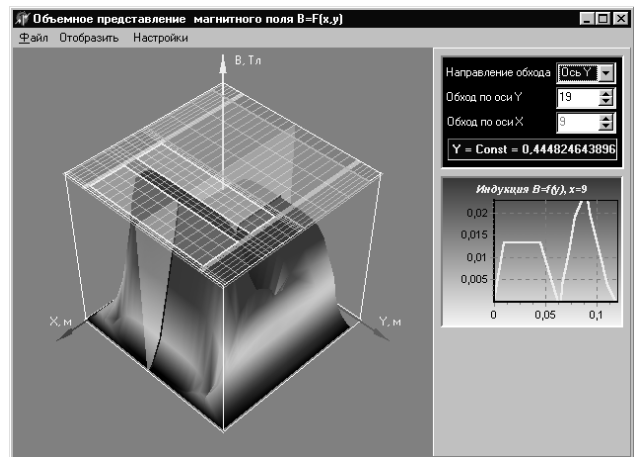


Рис. 4. Окно объемного представления магнитного поля рассеяния

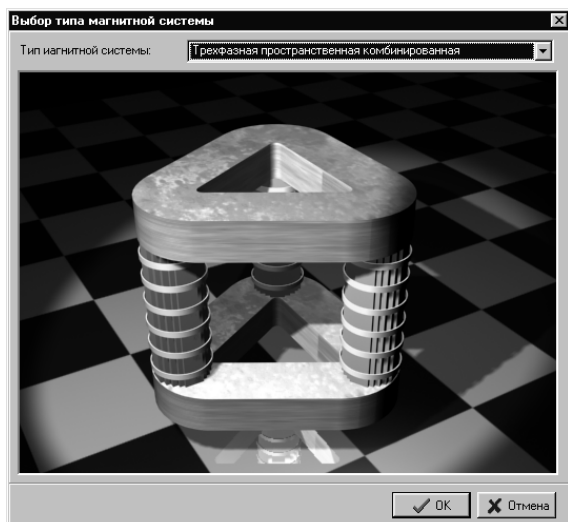


Рис. 3. Окно выбор магнитной системы

Распределение магнитного поля рассеяния в окне трансформатора рассчитывается методом конечных разностей и для удобства анализа представляется как в объемном изображении, так и в любой заданной плоскости сечения в пространстве "окна" (рис. 4).

Характеристики трансформатора представлены в графическом виде и с помощью курсора "мыши" легко выполняется анализ влияния на них изменения параметров трансформатора (рис. 5).

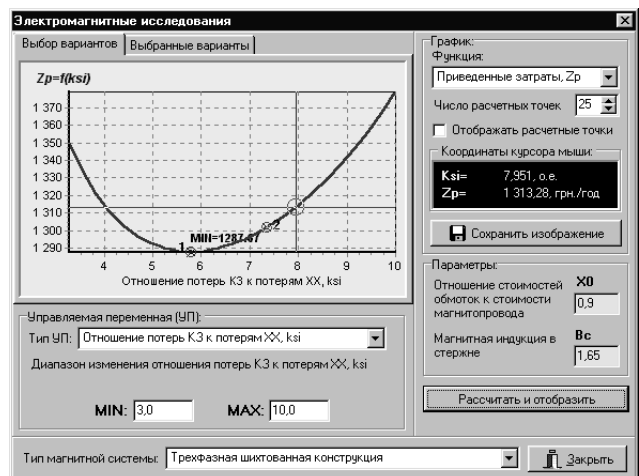


Рис. 5. Окно "Выбор оптимального варианта" при безусловной оптимизации по одной УП

Арсенал современных методов оптимизации и реализованных подходов к решению такой задачи достаточно обширен. В [3], например, указано семь различных подходов к решению задачи оптимального проектирования асинхронных машин. Известны более десяти различных подходов к проектному синтезу трансформаторных устройств.

При разработке подсистемы "Аметист" концепция организации процесса синтеза трансформаторов основывалась на двух принципах: обеспечение в спроектированных трансформаторах современных требований ресурсо- и энергосбережения и обязательное обеспечение всех технических норм и функциональных требований. Потому при разработке проектных математических моделей в качестве управляемых переменных выбраны как электромагнитные нагрузки (плотности токов обмоток и индукция в магнитной системе), так и переменные, характеризующие ресурсо-энергетические показатели трансформатора – отношение потерь короткого замыкания к потерям холостого хода (ξ) и отношение стоимостей обмоток к стоимости магнитной системы (x).

С учетом этих переменных разработана обобщенная математическая модель, инвариантная к структуре обмоток для предварительного определения основных геометрических размеров и параметров трансформатора в зоне их оптимальных значений для заданного критерия.

В качестве критериев используются обобщенные показатели экономической эффективности трансформатора в целом (затраты на трансформацию электроэнергии C_{i0} , масса (или стоимость) активных материалов C_a , суммарные потери $\sum P$), и частные проектные критерии, показатели конструктивного и технологического совершенства обмоток и магнитных систем (коэффициенты заполнения площадей сечения обмоток ϕ_k и магнитных систем ϕ_o , эффективности использования свойств электротехнических сталей q_y, β_y , оптимальные соотношения конструктивных размеров элементов трансформатора, коэффициент "недохода" проводников в последнем слое ВН) [2,5].

В качестве обязательных ограничений учитываются величина напряжения короткого замыкания, перегрев обмоток, механические напряжения в обмотках, класс нагревостойкости и размеры главной изоляции.

Процесс синтеза разделяется на три этапа:

1. Предварительный оптимизационный расчет и определение совместимости технических требований. На этом этапе проверяется совместимость заданных технических требований и определяются основные геометрические размеры магнитной системы (заданной структуры), основные размеры обмоток трансформатора для заданной марки электротехнической стали, типа обмоточного провода в зоне оптимума заданного критерия.

На этом же этапе выполняется проектный анализ влияния свойств применяемых марок электротехни-

ческой стали, материала обмотки и толщины изоляция обмоточного провода, величины напряжения короткого замыкания, отношения потерь (ξ) и стоимостей обмоток и магнитной системы (x), стоимостей потерь, обмоточных проводов и электротехнических сталей на геометрические размеры и параметры трансформаторов, оптимизированных по критерию затрат на трансформацию электроэнергии, стоимости активных материалов, суммарным потерям.

Результаты проектного анализа и оптимизации параметров трансформатора, полученные на первом этапе, являются исходными для детального синтеза трансформатора на втором этапе.

2. Детальный синтез обмоток на основе данных предварительной оптимизации и выбор обмоточных проводов с оптимальными типоразмерами из заданной их номенклатуры (сортамента).

Синтез обмоток трансформатора из стандартных проводов выполняется автоматически методом рационального перебора на основе таких конструктивных критериев как максимальное заполнение площади обмотки проводниковым материалом и максимальное заполнение последнего слоя обмотки ВН регулировочными витками.

Число концентров обмоток выбирается из условия обеспечения допустимой тепловой нагрузки. Площади сечения витков обмоток определяются в соответствии с рассчитанными на первом этапе оптимальными значениями плотности тока, а расположение элементарных проводников в сечении витка (структура витка) выбирается из набора допустимых по технологическим требованиям структур.

Выбор элементарных проводников из сортамента и формирование сечения витка ограничиваются условиями вписывания синтезированной обмотки из стандартного провода в предварительно определенные её размеры, обеспечивающее заданную величину напряжения короткого замыкания, для чего предусмотрена специальная вычислительная процедура (рис. 6).

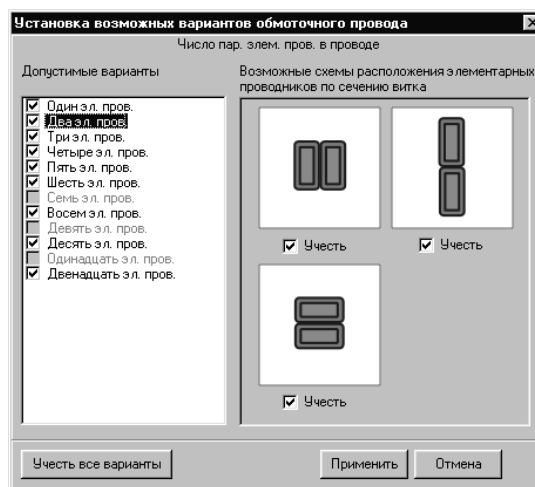


Рис. 6. Окно установки допустимых структур сечения витка из прямоугольного провода

В результате автоматизированного синтеза ПЭВМ предлагает проектировщику, как правило, не-

сколько приемлемых вариантов, (при жестких технологических ограничениях), из которых он выбирает окончательный, либо ПЭВМ выполняет выбор оптимального варианта автоматически.

По данным детального синтеза обмоток определяются коэффициенты заполнения площади сечения в "окне" проводниковым материалом и при необходимости уточняются значения этих коэффициентов в предварительном оптимизационном расчете и расчет повторяется.

3. Перебор структур магнитных систем и выбор оптимальной по заданному критерию.

В принципе эта проектная задача приближенно решается уже на первом этапе. Однако на третьем этапе более точно учитывается дискретность строения обмоток, магнитной системы и рассчитываются удельные показатели использования свойств электро-технической стали в каждом конструктивном исполнении магнитной системы.

При необходимости уточняются оптимальные значения электромагнитных нагрузок и удельных показателей.

Для повышения эффективности интерактивных режимов при решении проектных задач в подсистеме "Аметист" предусмотрена система диагностики типовых причин несовместимости технических и технологических требований при оптимизации и детальном синтезе трансформаторов, которые могут возникнуть в некоторых проектных ситуациях. Информация о 10 возможных причинах такой несовместимости представляется на дисплее в виде текстовых сообщений и по существу содержит подсказку о возможностях разрешения возникающих проектных противоречий.

Использование подсистемы "Аметист" в течении 2-х лет в учебном проектировании и для решения научно-технических задач показало ее высокую эффективность, соответствие требованиям к качеству современных программных комплексов, так как позволило примерно вдвое сократить затраты времени на решении сложных проблем проектного синтеза, анализа и оптимизации трансформаторов за счет высокого уровня наглядности, эффективного интерактивного режима и оперативности решения проектных задач.

Информация о результатах проектных исследований и проектного синтеза выдается на печать в виде текста, таблиц, графиков в одно и двухмерном изображении, рисунков в двухмерном и трехмерном изображении.

Программный продукт "Аметист" разработан в интегрированной среде Delphi 6, Для визуализации магнитного поля использована технология визуализации OpenGL

Программный продукт "Аметист" предназначен для работы в операционных средах Windows 95Os/98/2000/XP.

ВЫВОДЫ

1. Системная организация и визуализация процессов автоматизированного проектирования трансформаторных устройств обеспечивает эффективную оптимизацию структуры обмоток и магнитной системы

по критериям затрат на трансформацию электроэнергии и энергосбережения.

2. Подсистема "Аметист" по своим функциональным возможностям является эффективным инструментом проектного синтеза и анализа силовых масляных трансформаторов при решении задач оптимального проектирования и проектных исследований, как при учебном проектировании, так и при исследовании перспективных направлений совершенствования трансформаторов.

3. Система "Аметист" разработана как открытая система, легко дополняемая модулями новых конструктивных видов магнитных систем и обмоток трансформаторов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кустов С.С. Основные направления развития конструкций трансформаторов I-II габаритов. Электрические станции, 1995, №8.
- [2] Пуйло Г.В. Использование особенностей математических моделей трансформаторных устройств при их оптимальном проектно синтезе. Техническая электродинамика, тематический выпуск № 5, 2000г, с. 11-12.
- [3] Домбровский В.В., Зайчик В.М. Асинхронные машины: Теория, расчет, элементы проектирования. – Л.: Энергоатомиздат, 1990. – 368 с.
- [4] П.М. Тихомиров. Расчет трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1986. – 526 с.
- [5] Мелешко Ю.И. Оптимизация трансформаторного оборудования по экономическим нормам. // Техническая Электродинамика. – 1992. -№2, с. 57.-64.
- [6] Боэм Б., Браун Дж., Каснар Х., и др. Характеристики качества программного обеспечения, М.: Мир, 1981. – 208 с.
- [7] Вермишев Ю.Х. Методы автоматизированного поиска решений при проектировании сложных технических систем М.: Радио и связь., 1982 – 152 с.
- [8] Никулин Е.А. Компьютерная геометрия и алгоритмы машинной графики. – СПб.: БХВ-Петербург, 2003 – 560с.: ил.

Поступила 5.10.2003

ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С УЧЕТОМ СТАРЕНИЯ СТАЛИ

Родькин Д.И., д.т.н., проф., Черный А.П., к.т.н., доц, Сычев С.Д., Мартыненко В.А.
Кременчугский государственный политехнический университет
Украина, 39614, Кременчуг, ул. Первомайская, 20, КГПУ,
кафедра систем автоматического управления и электропривода
тел. (05366) 3-11-47, E-mail: saue@polytech.poltava.ua, apch@polytech.poltava.ua

В статті розглянуті причини змінювання характеристик сталі та посилення впливу вихрових струмів на статичні і динамічні характеристики асинхронного двигуна. Проведено аналіз і запропонована розрахункова схема заміщення з урахуванням індуктивного опору контуру вихрових струмів. Виконані розрахунки, результати ілюстровані залежностями які характеризують змінювання основних режимних параметрів двигуна.

В статье рассмотрены причины изменения характеристик стали и усиления влияния вихревых токов на статические и динамические характеристики асинхронного двигателя. Предложена расчетная схема замещения с учетом сопротивления контура вихревых токов. Выполнены расчеты, результаты иллюстрированы зависимостями, характеризующими изменение основных режимных параметров двигателя.

Поддержание в работоспособном состоянии парка эксплуатируемых асинхронных двигателей является важной народнохозяйственной задачей. Существующие проблемы эксплуатации побывавших в ремонте двигателей и их последующих ремонтов хорошо известны [1,2]. В настоящее время уже не требуют доказательств такие факты, что у двигателей, побывавших в ремонте, возрастает ток холостого хода, снижается перегрузочная способность, пусковой и номинальный моменты, возрастает уровень удельного энергопотребления. В связи с этим усилия исследователей направлены на определение не только качественных, но и количественных показателей данного явления.

Анализ источников, посвященных вопросам определения параметров асинхронных двигателей, указывает на отсутствие простого и надежного метода, который позволял бы с достаточной точностью определять все параметры схемы замещения, включая эквивалентные параметры, характеризующие составляющие потерь в стали статора и ротора [3,4]. Более того, вихревые токи, как отдельно взятый фактор, влияющий на эффективность работы электрической машины, до настоящего времени не рассматривался. Отсутствие достоверных методик для диагностирования параметров, как показывает анализ, обусловлено стремлением получить результаты из простейших и, как правило, неадекватных схем замещения, перенесенных из теории описания процессов в трансформаторах [5].

На рис.1,2 приведены схемы замещения АД аналога трансформатора в традиционной Т-образной схеме замещения. Здесь R_1 - активное сопротивление первичной обмотки; R'_2 - приведенное активное сопротивление вторичной обмотки; x_1 - индуктивное сопротивление рассеяния первичной обмотки; x'_2 - приведенное индуктивное сопротивление рассеяния вторичной обмотки; x_μ - приведенное взаимное индуктивное сопротивление; R_μ - сопротивление, эквивалентное потерям в стали.

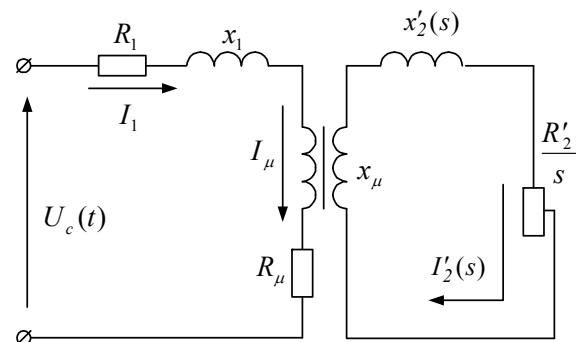


Рис. 1. Схема замещения АД на основе схемы замещения трансформатора

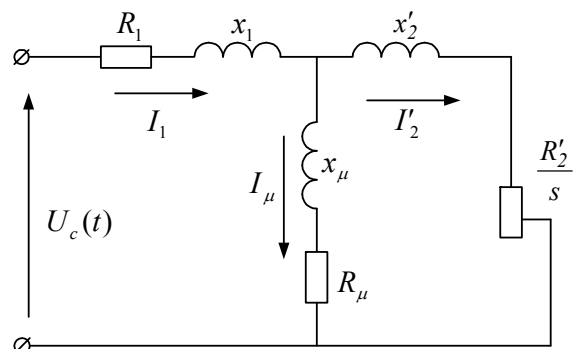


Рис. 2. Традиционная схема замещения асинхронной машины

При анализе этих схем замещения и использовании их для расчета характеристик исходят из предположений, что асинхронный двигатель симметричен в электрическом и магнитном отношении и потери в стали находятся на уровне, которые определены заводом изготовителем при проектировании, с учетом гостированных для электротехнической стали потерь. По этой причине, достаточно часто, сопротивлением контура намагничивания пренебрегают. В двигателях, прошедших ремонт с использованием традиционных методов удаления обмоток и обработки пакета стали, греющие потери в стали существенно возрастают [1]. Очевидно, что пренебрежение потерями в стали, осо-

бенно для машин, которые подвергались ремонту, является недопустимым.

При расчетах параметров электрических машин полагают, что величина потерь в стали пропорциональна квадрату индукции и частоте питающего напряжения в степени 1.3-1.6 [6]. Это вполне справедливо для стандартных образцов заводской электротехнической стали. В случае если двигатель прошел капитальный ремонт, характеристики электротехнической стали изменяются вследствие частичного разрушения межлистовой лаковой изоляции у кромок зубцов, наклепов стали и т.п. По этой причине поверхностный слой стали в этой зоне, можно считать ферромагнитным экраном на границе зазор - пакет стали статора (ротора). Результатом этого является существенный рост потерь от вихревых токов, которые индуцируются основным магнитным потоком (рис.3). Причем поток, созданный вихревыми токами, направлен навстречу основному магнитному потоку электрической машины, что приводит к увеличению потоков рассеивания, размагничиванию стали и снижению эффективного потока в зазоре

$$\Phi_{\Sigma} = \Phi_0 - (\Phi_{\sigma} + \Phi_{\epsilon}), \quad (1)$$

что соответствует росту x_1 и снижению x_{μ} .

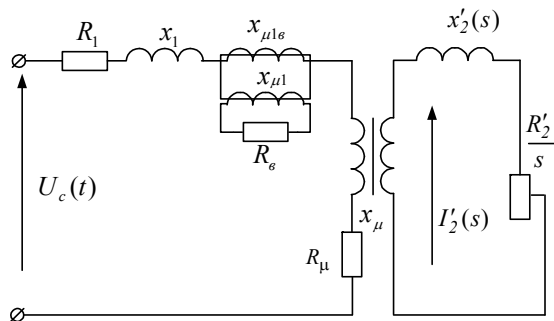


Рис. 3. Схема замещения с трансформаторной связью контура вихревых токов

Вихревые токи замыкаются через пластины, сопротивление между ними значительно, поэтому вихревые токи носят чисто активный характер. Это говорит о том, что в статорной цепи появляется дополнительное активное сопротивление – сопротивление вихревых токов R_{ϵ} , которое должно быть включено в первичную цепь.

Трансформаторный контур вихревых токов преобразуем к виду, показанному на рис.4, произведя при этом разделение на индуктивное сопротивление вихревых токов $x_{1\epsilon}$ отнесенное к статорной цепи и индуктивное сопротивление $x_{\mu\epsilon}$, являющееся эквивалентом снижения основного потока. На рис.4 приняты следующие обозначения: $R_{\mu}v^{\alpha}$ - сопротивление эквивалентное потерям в стали, v - номер гармоники протекающего тока, α - показатель степени равный 1.3-2 [5].

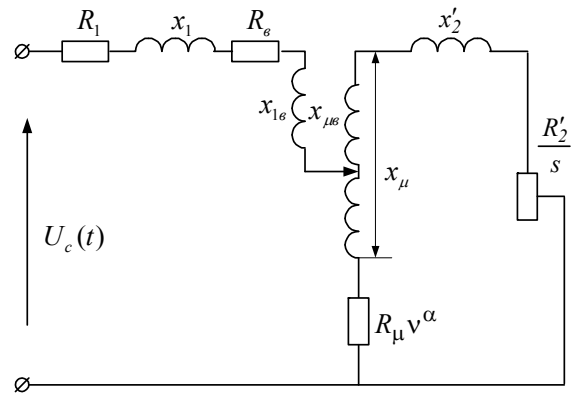


Рис. 4. Схема замещения с учетом индуктивного сопротивления контура вихревых токов

Индуктивное сопротивление вихревых токов запишем в виде

$$x_{1\epsilon} = x_1 \cdot k_{\epsilon}, \quad (2)$$

а сопротивление $x_{\mu\epsilon}$:

$$x_{\mu\epsilon} = x_1 \cdot k_e \cdot k_{\epsilon}, \quad (3)$$

где k_e - коэффициент приведения к первичной обмотке; k_{ϵ} - коэффициент вихревых токов, учитывающий увеличение вихревых токов после ремонтных операций (при $k_{\epsilon} = 0$ величина вихревых токов не превышает значения установленного заводом изготовителем при проектировании электрической машины).

Тогда сопротивление контура намагничивания

$$x_{\mu} = x_{\mu n} - x_{\mu\epsilon}, \quad (4)$$

где $x_{\mu n}$ - номинальное сопротивление контура намагничивания без учета вихревых токов.

Выполним анализ изменения характеристик двигателя при увеличении коэффициента вихревых токов k_{ϵ} .

Выполнив преобразования с учетом (2), (3) и (4) выразим эквивалентное сопротивление схемы замещения (рис.4):

$$z_e = R_1 + R_{\epsilon} + jx_1 + jx_{1\epsilon} + \frac{(R_{\mu} + jx_{\mu}) \left(\frac{R_2'}{s} + jx_2' + jx_1 k_e k_{\epsilon} \right)}{R_{\mu} + jx_{\mu} + \frac{R_2'}{s} + jx_2' + jx_1 k_e k_{\epsilon}} \quad (5)$$

Тогда ток идеального холостого хода

$$I_{\mu} = \frac{U_n}{\sqrt{(R_1 + R_{\epsilon} + R_{\mu})^2 + (x_1 + x_1 k_{\epsilon} - x_1 k_e k_{\epsilon} + x_{\mu n})^2}} \quad (6)$$

пусковой ток:

$$I_{1n} = \frac{U_n}{\sqrt{z_{e1}^2 + z_{e2}^2}}, \quad (7)$$

где

$$z_{e1} = R_1 + R_{\epsilon} + [R_{\mu} R_2' - x_{\mu} (x_2' + x_1 k_e k_{\epsilon}) b_2] + [x_{\mu} R_2' + R_{\mu} (x_2' + x_1 k_e k_{\epsilon}) b_2]$$

$$z_{e2} = x_1 + x_1 k_{\epsilon} + [x_{\mu} R_2' + R_{\mu} (x_2' + x_1 k_e k_{\epsilon}) b_2] - [R_{\mu} R_2' - x_{\mu} (x_2' + x_1 k_e k_{\epsilon}) b_2]$$

$$b_2 = \frac{R_\mu + R'_2}{(R_\mu + R'_2)^2 + (x_{\mu n} + x'_2)^2}.$$

Анализ выражений (6) и (7) позволяет сделать вывод об увеличении тока холостого хода I_μ и снижении пускового тока I_{1n} при увеличении коэффициента вихревых токов k_e . Увеличение k_e приводит к уменьшению основного магнитного потока и снижению перегрузочной способности двигателя, при этом выражение для критического скольжения s_k получим из решения уравнения $\frac{dM}{ds} = 0$ в виде

$$s_k = \pm \frac{R'_2}{x'_2 + x_1 k_e k_e}. \quad (8)$$

Для количественной оценки влияния роста вихревых токов на характеристики двигателя выполнен расчет механических характеристик асинхронного двигателя 4А132М с паспортными данными: $P_2 = 11$ кВт; $U_H = 380$ В; $I_H = 21,5$ А; $R_1 = 0,462$ Ом; $R'_2 = 0,312$ Ом; $x_1 = 0,831$ Ом; $x'_2 = 1,262$ Ом; $x_\mu = 27,52$ Ом; $k_m = 3,32$, $k_I = 6,83$, $\cos \varphi = 0,876$. Результаты расчетов представлены на рис. 5-9 в относительных единицах.

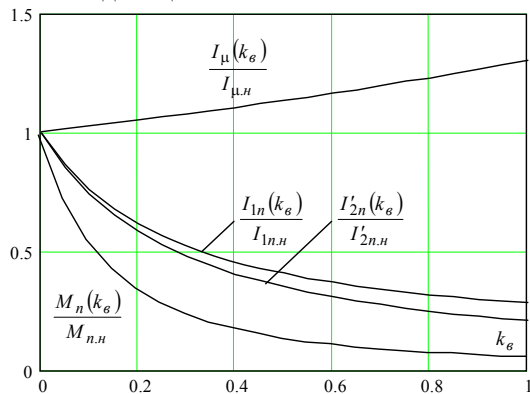


Рис. 5. Зависимости изменения момента M_n , тока статора I_{1n} и ротора I'_{2n} при пуске, тока намагничивания I_μ от коэффициента вихревых токов k_e

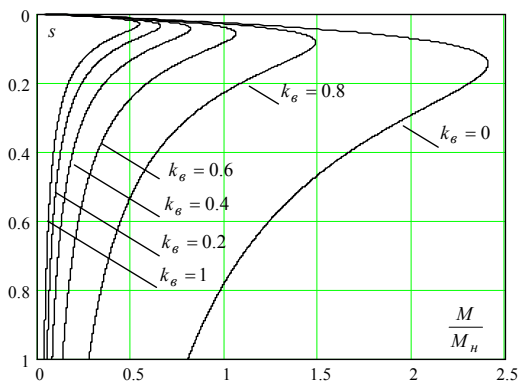


Рис. 6. Механические характеристики АД при увеличении коэффициента вихревых токов k_e

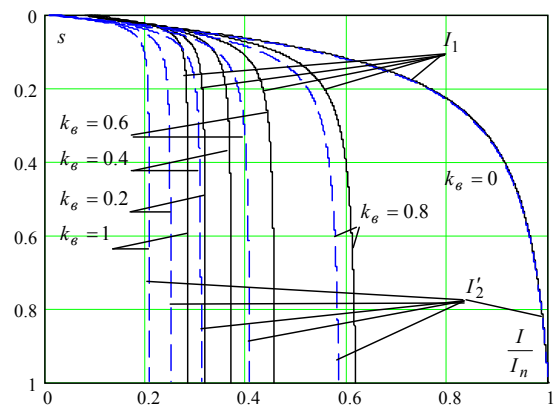


Рис. 7. Скоростные характеристики АД при увеличении коэффициента вихревых токов k_e

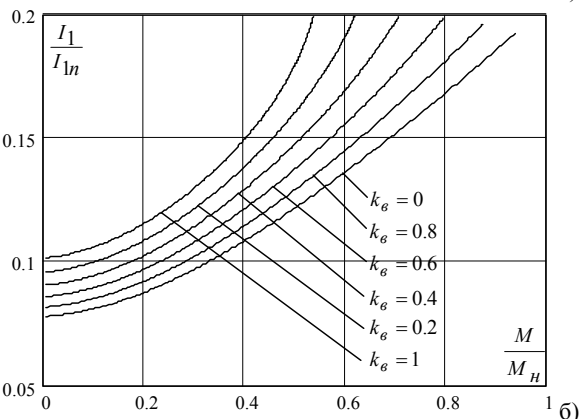
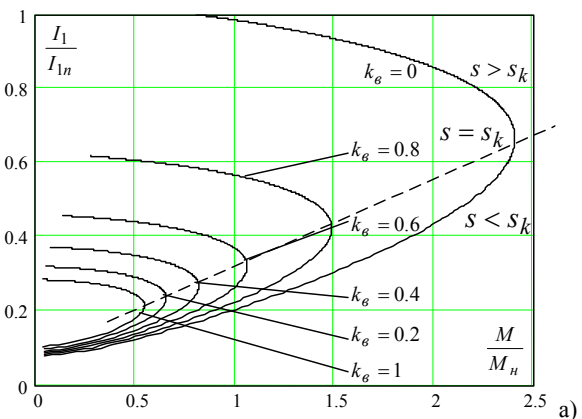


Рис. 8. Зависимость тока статора от нагрузки при увеличении коэффициента вихревых токов k_e : а) полный диапазон исследования, б) область номинального момента

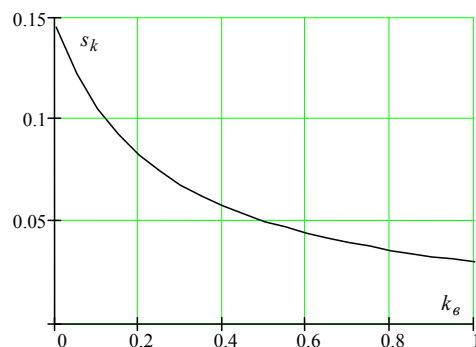


Рис. 9. Изменение критического скольжения s_k при увеличении коэффициента вихревых токов k_e

Влияние вихревых токов на динамические характеристики является важной частью анализа режимов работы АД с учетом усиления вихревых токов. Проведение таких исследований возможно лишь математическим моделированием при использовании моделей в трехфазной координатной системе. Авторами разработана математическая модель двигателя с учетом изложенных выше положений. Результаты исследования показывают, что изменение динамических характеристик проявляется в возрастании времени разгона двигателя и снижении среднего момента при пуске (рис.10-12).

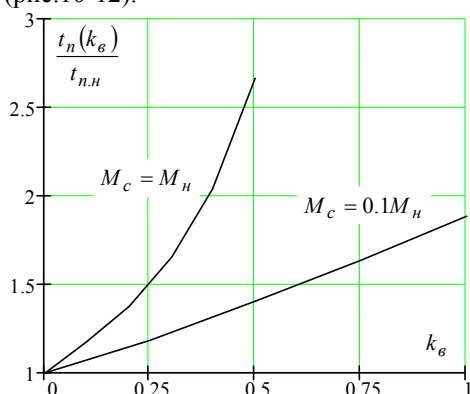


Рис. 10. Продолжительность разгона АД при номинальной нагрузке и на холостом ходу при увеличении коэффициента вихревых токов k_g

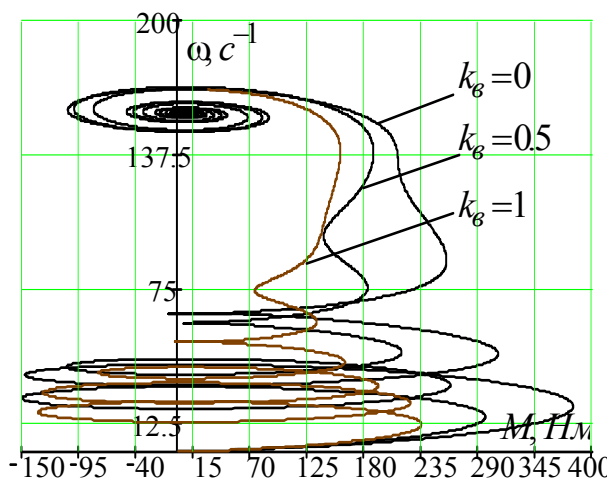


Рис. 11. Динамическая характеристика при пуске АД на холостом ходу ($M_c = 0.1M_n$)

Выводы. Выполненные исследования указывают на необходимость изучения свойств асинхронных двигателей с учетом эксплуатационного и предремонтного старения стали. Один из аспектов этого вопроса – учет влияния вихревых токов показывает, что машины прошедшие стадию ремонта или длительное время находящиеся в эксплуатации при неблагоприятных условиях (повышенная температура, влажность и т.п.) изменяют свои характеристики: появление вихревых токов вызывает размагничивание машины, уменьшению основного магнитного потока, росту тока намагничивания, снижения нагрузочной способности и т.п.

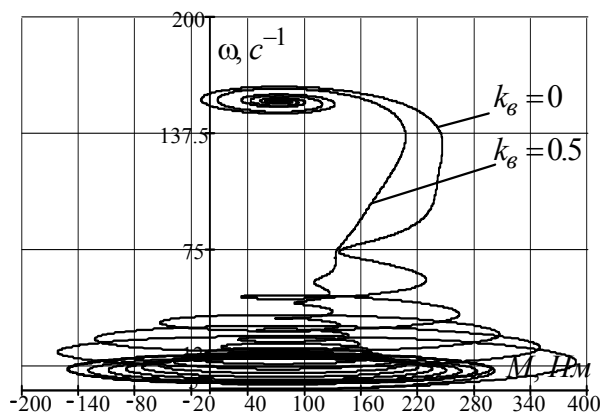


Рис. 12. Динамическая характеристика при пуске АД с номинальной нагрузкой

Дальнейшее развитие затрагиваемых вопросов предусматривает исследование качества преобразования энергии и перераспределения потерь, уточнение вопроса тепловых характеристик с учетом местоположения вихревых потерь, изменение теплоотвода и т.п.

Такие работы позволят разработать рекомендации, как для ремонтных предприятий, так и предприятий эксплуатирующих двигатели в части обработки пакета стали, удаления "грата", изменения условий вентиляции, режима работы двигателя и др.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Луговой А.В., Максимов М.Н., Родькин Д.И., Черный А.П., Сисюк Г.Ю. Эксплуатационная надежность электрических двигателей переменного тока. // "Проблемы создания новых машин и технологий", Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. Вып.1. (8) - Кременчуг, 1999. -с. 150-156.
- [2] Котеленец Н. Ф., Кузнецов Н. Л. Испытания и надежность электрических машин: Учеб. пособие для вузов по спец. "Электромеханика" - М.:Высшая школа, 1988 – 232 с.
- [3] Родькин Д.И., Здор И.Е., Черный А.П. Инженерные методы определения параметров асинхронных двигателей // "Проблемы создания новых машин и технологий", Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. Вып.1. - Кременчуг, 1999. – с. 16-23.
- [4] Здор И.Е., Мосьпан В.А. Анализ методов диагностики асинхронных короткозамкнутых двигателей. // "Проблемы создания новых машин и технологий", Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. Вып.2. - Кременчуг, 1998. – с. 154-160.
- [5] Родькин Д.И., Здор И.Е. О некорректности некоторых представлений схем замещения АД. // "Проблемы создания новых машин и технологий", Научные труды Кременчугского государственного политехнического института. Вып.2. - Кременчуг, 1998. – с. 215-220.
- [6] Вольдек А.И. Электрические машины. Учебник для студентов высш. учебн. заведений.- Л.: "Энергия", 1974. –840 с.

Поступила 2.09.2003

ПРОБЛЕМА И НАПРАВЛЕНИЯ ДАЛЬНЕЙШЕЙ ЭВОЛЮЦИИ УСТРОЙСТВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИКИ

Ставинский А.А., д.т.н., проф.

Украинский государственный морской технический университет им. адмирала Макарова
Украина, 54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9, Институт автоматики и электротехники
тел. (0512) 39-94-53, E-mail: ph@udmtu.air.mk.ua

Розглянуто засоби удосконалення електричних машин і трансформаторів. На основі огляду літератури та конкретних технічних рішень активної і конструктивної частини показано зростання значення спеціальних виконань і нетрадиційних технічних рішень пристроїв електромеханіки.

Рассмотрены способы усовершенствования электрических машин и трансформаторов. На основе обзора литературы и конкретных технических решений активной и конструктивной части показано возрастание значимости специальных исполнений и нетрадиционных технических решений устройств электромеханики.

Электромеханика (ЭМ) – фундаментальная наука с более чем 160-летней историей развития, усовершенствования и постепенного расширения структурного и видового состава электрических генераторов (Г), двигателей (Д) и трансформаторов (Т) [1].

Основным направлением развития ЭМ в XXI веке является комплексное энергосбережение и всемерное внедрение ресурсосберегающих технологий [2,3].

В связи с особой важностью и актуальностью постановки и решения задач дальнейшего развития, представляется целесообразным обозначение и систематизация способов повышения технического уровня устройств ЭМ.

Первый способ предусматривает усовершенствование Г, Д и Т на основе использования новых магнитных и изоляционных электротехнических материалов путем снижения потерь холостого хода и величин изоляционных промежутков, а также повышения стойкости изоляционных оболочек обмоточных проводов, секций и катушек обмоток термическим и механико-технологическим воздействиям.

Второй способ основывается на постоянном совершенствовании методик расчетов и оптимизации.

Указанные два способа являлись кардинальными на протяжении XX века и позволили многократно снизить удельную материалоемкость устройств ЭМ. Однако к концу столетия возникла ситуация относительной стабильности свойств электротехнической стали (ЭТС) и изоляции [4,5] и возможно лишь незначительное ресурсосбережение на основе применения, например, монокристаллической или аморфной ЭТС. В части материала обмоток альтернатива использованию меди и алюминия отсутствует, весьма актуальными являются вопросы их экономии и эффективной утилизации.

За последние десятилетия обеспечено расширение границ и возможностей многокритериальной оптимизации на основе непрерывного развития методов и средств автоматизированного проектирования.

Во второй половине XX века эволюция устройств ЭМ способствовало усовершенствованию энергетических установок транспортных средств, развитие теории и практики систем автоматики, вычислительной техники, авиации и космонавтики, а также электрон-

ных систем. Это явилось причиной возникновения определенных направлений усовершенствования устройств ЭМ и другими способами.

Согласно третьему способу, снижение удельной материалоемкости достигается повышением электромагнитных нагрузок и применением технических решений, способов и устройств интенсификации охлаждения (форсированного воздушного, жидкостного, криогенного) [2,3].

Четвертый способ обеспечивает существенное снижение удельной материалоемкости индукционных преобразователей использованием повышенной частоты (200, 400 Гц) при числе полюсов $2p \leq 4$ [6].

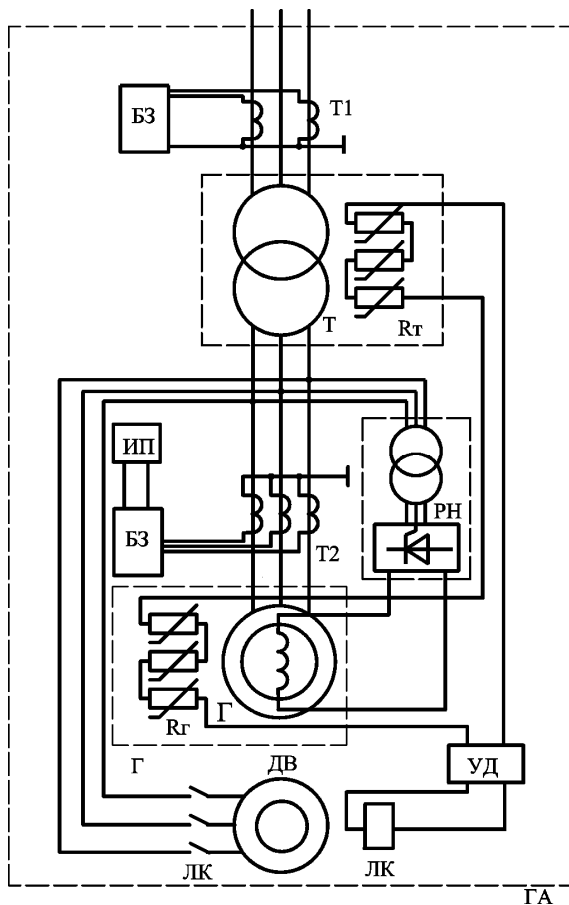
Однако некоторые способы требуют существенного усложнения и увеличения стоимости конструкций за счет применения дополнительных систем и устройств (нетрадиционное охлаждение, газовые или магнитные подшипники, редукторы [2,6]) и используются в технически обоснованных случаях.

Пятый способ базируется на системном подходе – интеграция с электронно-полупроводниковыми устройствами функционирования и регулирования, а также элементами конструкций приводимых в движение механизмов [7,8].

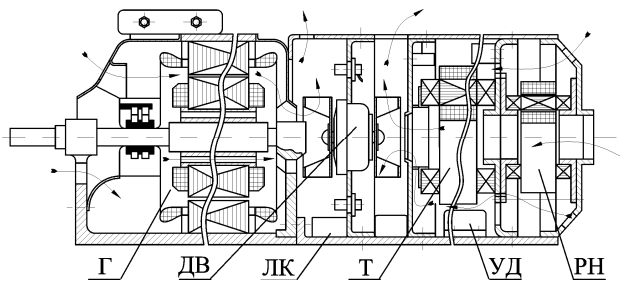
В рамках указанного способа целесообразно объединение комплектного электрооборудования в единые функционально-связанные агрегаты.

На рис.1 представлены принципиальная электрическая и конструктивная схемы блока Г – Т с автоматической принудительной вентиляцией (АПВ) [9]. Как правило, блочные и транспортные генерирующие агрегаты содержат генератор Г, трансформатор Т, блоки защиты БЗ с измерительными трансформаторами Т1 и Т2 и контрольно-измерительными приборами ИП, а также устройством автоматического регулирования напряжения РН (рис.1, а). С целью снижения потерь на режимах недогрузки и повышения КПД вентилятора, в конструктивной части (КЧ) Г (рис.1,б) отсутствует самовентиляция. Форсированное охлаждение Г, Т и комплектного оборудования обеспечивается блочным вентилятором с асинхронным приводом (двигатель ДВ, пускатель ЛК, устройство управления УД) с пуском посредством датчиков температуры.

Указанные датчики (R_{Γ} , R_T) встраиваются в максимально нагреваемые участки фаз обмоток Γ и T .



а)



б)

Рис.1. Принципиальная электрическая (а) и конструктивная (б) схемы блока генератор - трансформатор

При проектировании трехфазных Т блочного исполнения представляется целесообразным применение пространственной магнитной системы (рис.1, б). Такие Т [10] обеспечивают конструктивное соответствие цилиндрической форме Γ и D , лучшие массогабаритные показатели и соответствие конфигурации своей активной части (АЧ) направленному вдоль оси агрегата потоку охлаждения.

Шестой способ заключается в поиске и разработке нетрадиционных решений АЧ и КЧ. Данный способ может обеспечить снижение как удельной, так и технологической материалоемкости устройств ЭМ, а также органически сочетаться с другими способами.

Примером комбинации способов являются нетрадиционные конструкторские решения системы АПВ закрытого Д [9]. В указанном асинхронном двигателе (АД) (рис.2) ротор 1 закреплен на валу 2 с внутренней осевой полостью 3. Система АПВ содержит встроенный в полость вала АД 4 с $2p = 2$ и малым наружным диаметром [11], а также малые 5 и большие 6 лопатки двоякого рабочего колеса вентилятора. Лопатки 5 возбуждают движение воздуха в полости вала и в зоне каналов 7 под лобовыми частями статора 8 со стороны выхода вала. Посредством лопаток 6 и кожуха 9 обеспечивается наружный обдув корпуса 10.

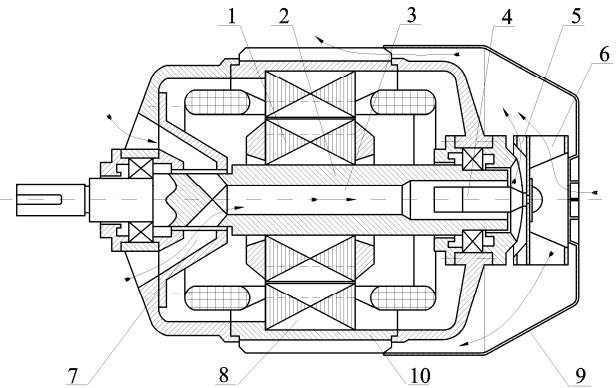


Рис.2. Закрытый двигатель с принудительной форсированной вентиляцией

Конструкция (рис.2) практически исключает градиент температуры между противоположными лобовыми частями статора АД с наружным обдувом и обеспечивает интенсивное охлаждение и минимальную массу АД системы АПВ. Минимальный диаметр статора встроенного АД может быть обеспечен "безвальной" конструкцией ротора [12] с пространственной структурой стали магнитопровода.

На современном этапе практические достижения в электромашино- и трансформаторостроении в рамках традиционных конструкций, в частности АД с шихтованными цилиндрическими магнитопроводами статора из плоских пластин ЭТС в аксиально оребренных корпусах или трехфазных планарных магнитных систем Т со стержнями из пакетов листов ЭТС различной ширины, достигли определенного предела развития. Согласно, например [13], развитие электромашиностроения в конце XX века "приостановлено".

В связи с возникшей проблемой повысилась значимость шестого, а также третьего, четвертого и пятого способов усовершенствования устройств ЭМ и электромеханических систем.

В 70...80-х годах прошедшего века проводились комплексные исследования возможности разработки АД классической схемы на основе шестого способа и технологий изготовления магнитопроводов гофрированием и навивкой на ребро ленты ЭТС, а также комбинированных магнитопроводов. Основные результаты указанных работ систематизированы в [14].

Однако в связи со специфическими особенностями, обуславливающими снижение коэффициента заполнения паза или повышенные добавочные потери

и, главное, технологической сложностью реализации управляемой деформации ЭТС, требующей коренной перестройки существующего производства [15], промышленного освоения указанных технологий не последовало. Новые серии [16] концептуально не отличаются от АД разработок 60-х и 80-х годов XX века.

Практическая сложность решения конструкторско-технологической задачи разработки нетрадиционных малоотходных магнитопроводов стимулировала разработку компромиссных предложений и использование резервов классической технологии [13,14,17-19]. Резервы классической технологии заключаются в штамповке пластин ЭТС с незначительным количеством отходов. Как выход из "тупика" [13] классической технологии шихтовки цилиндрических магнитопроводов предлагается использовать угловые отходы для развития поверхностей охлаждения путем сдвига пакетов или отдельных пластин некруглой формы в тангенциальном направлении при бескорпусном исполнении Г и Д. Однако общим недостатком тангенциальных магнитопроводов (ТМ) является отсутствие возможности перераспределения магнитного поля зон яра с минимальной $h_{я\ min}$ и максимальной $h_{я\ max}$ высотами. Указанный недостаток практически устраняется в многоплоскостных магнитопроводах (ММ) [17-19] (рис.3) из пространственных элементарных слоев (ПЭС) ЭТС.

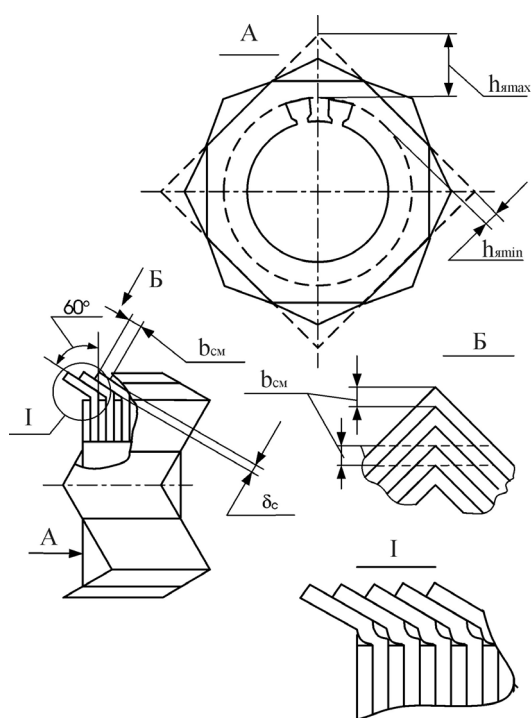


Рис.3. Многоплоскостной магнитопровод статора из пространственных элементарных слоев электротехнической стали

ПЭС стали выполняются отгибом на 60° по линиям граней (рис.3) участков с $h_{я\ max}$ каждого исходного плоского слоя, что создает возможность перераспределения силовых линий поля из участков пластин с $h_{я\ min}$. При сборке соседние слои смещаются тангенциально до совпадения осей $h_{я\ max}$ и $h_{я\ min}$, что

при угле отгиба 60° обеспечивает монолитный ММ без зазоров между слоями. Скрепление пакета статора восемью сварными швами создает в каждом отдельном слое четыре шва, а точки сварки соседних слоев сдвинуты. Это ограничивает добавочные потери и тепловую деформацию. В средней части пакета швы могут быть прерывисты.

Главная особенность ММ – пространственная структура слоев ЭТС связана с их формообразованием. Обеспечение необходимой формы отдельного слоя технологических сложностей не представляет. Однако необходимы дополнительный гибочный штамп и операция отгиба образованных гранями выступов в каждой отдельной пластине. Недостаток отдельного формообразования каждого слоя исключается на основе способа интегрального отгиба участков пластин заготовки ММ (рис.4). Выполняется сборка пакета 1 заготовки плоских пластин (рис.4, а) и его установка на оправку – основание 2 гибочного приспособления. Формовка ММ (рис.4, б) осуществляется последовательным действием на заготовку деталей оснастки. Используется стандартный пресс двойного действия с цилиндром обжима 3 и гибочными выступами 4.

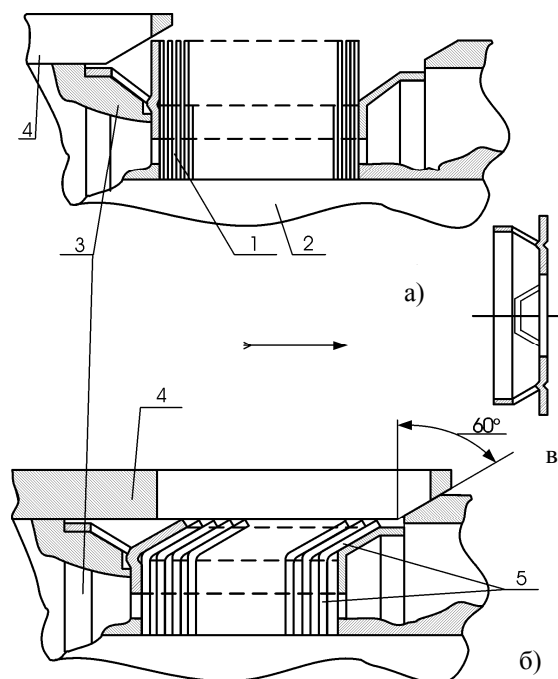


Рис.4. Приспособление формовки многоплоскостного магнитопровода: а – исходная позиция; б – конечная позиция; в – нажимной элемент

В связи с тем, что внешние или внутренние наклонные зоны яра могут служить элементами опоры (соединения с деталями оболочки), ММ обеспечивает снижение металлоемкости КЧ. При этом функции корпуса может выполнять зона яра из наложенных одна на одну и соединенных между собой наклонных участков каждого элементарного слоя. Стыковку ММ с подшипниковыми щитами можно обеспечить посредством нажимных элементов чашевидной формы (рис.4, в). Для полного совпадения сопрягаемых поверхностей активной и конструктивной частей, фор-

мовку ММ целесообразно осуществлять с установленными в приспособление (рис.4, б) нажимными элементами 5.

Другая особенность как ММ, так и ТМ, заключающаяся в тангенциальном сдвиге соседних пластин, или групп пластин, также усложняет технологию. Согласно [13] стандартное штамповочное оборудование необходимо дополнить специальным укладчиком, который периодически, после каждой секции (пластины), поворачивает заготовку пакета на заданный угол. Также повышаются требования к допускам угловых и линейных размеров пазовых и вспомогательных отверстий в слоях стали.

ММ (рис.3) может быть получен только при наличии взаимного сдвига ПЭС. Однако в связи с тем, что ярмо многоплоскостной структуры обеспечивает функцию корпуса, оно может выполняться, как и классическая станина, отдельно от центральной части магнитопровода с пазами. При этом следует отметить, что необходимая для совпадения пазов при сдвиге пластин точность, может быть обеспечена современным инструментальным производством.

К сказанному следует также добавить, что АЧ машин с малоотходными витыми и гофрированными магнитопроводами [14], в отличие от конструкций [13,17-19], предусматривает использование существующих решений КЧ и сохранение высокой металлоемкости, экологической опасности и других недостатков литейного производства станин.

Как уже указывалось, кроме отходов ЭТС и металлоемкости КЧ, конструкции и технологии производства магнитопроводов существенно влияют на теплообмен машины с внешней средой или хладагентом. Основная часть тепла, выделяемого в статоре, передается через тепловое сопротивление

$$R_{\theta} = \frac{h_{я}}{\lambda_{с} \Pi_{я}} + \frac{\delta'_{к}}{\lambda'_{к}} + \frac{\delta_{к}}{\lambda_{к} \Pi_{о}} + \frac{1}{\alpha_{о} \Pi_{о}}, \quad (1)$$

где $\lambda_{с}, \lambda'_{к}, \lambda_{к}$ - теплопроводности ЭТС, контактного зазора и корпуса; $\delta'_{к}, \delta_{к}$ - размеры контактного зазора и толщины корпуса; $\Pi_{я}$ и $\Pi_{о}$ - соответственно площадь внешней поверхности ярма высотой $h_{я}$ и корпуса; $\alpha_{о}$ - коэффициент теплоотдачи охлаждающей среде.

Из (1) следуют традиционные способы улучшения теплового состояния устройств ЭМ: увеличение $\Pi_{о}$ и уменьшение $\delta_{к}$ при сохранении жесткости корпуса путем оребрения; повышение $\alpha_{о}$, например, внешним обдувом, а также уменьшение $\delta'_{к}$.

Традиционная конструкция станины с повышающими $\Pi_{о}$ продольными ребрами характеризуется гладкими поверхностями теплоотдачи с длиной ребер значительно превышающей поперечные размеры. Указанные особенности ламинизируют изначально турбулентный поток охлаждения и соответственно снижают $\alpha_{о}$ по длине каналов между ребрами [13]. Указанный недостаток классических станин обуславливает радикальное решение задачи интенсификации

охлаждения исключением в (1) средних членов – отказ от оболочки ярма статора и повышение $\Pi_{я}$ до уровня $\Pi_{о}$ использованием зон угловых отходов штамповки листов магнитопровода.

С точки зрения обеспечения влагозащитности, внутренние полости Г и Д должны быть либо связаны с внешней средой, либо герметичны. Внутренний конденсат, накапливающийся в результате смены температурных режимов, обуславливает выход из строя статора, например рудничных АД. Использование закрытого исполнения машин является в большой степени способом повышения надежности исключением загрязнения АЧ промышленной пылью. Проблема химической защиты и влагостойкости АЧ в основном решается качественными пропиткой и покрытиями обмоток и магнитопроводов.

В качестве элементов, повышающих площадь поверхностей охлаждения магнитопровода, используются выступы, образованные гранями или полукруглыми вырезами (рис.5) пластин малоотходного раскроя тангенциальных, тангенциально-вверных и многоплоскостных магнитопроводов [13,17-19]. В качестве конструктивных элементов упрочнения бескорпусной машины, согласно [13], используются опорные прутки или планки, проходящие через отверстия в выступах магнитопровода и приваренные к стенкам цилиндров, стягивающих статор по торцам.

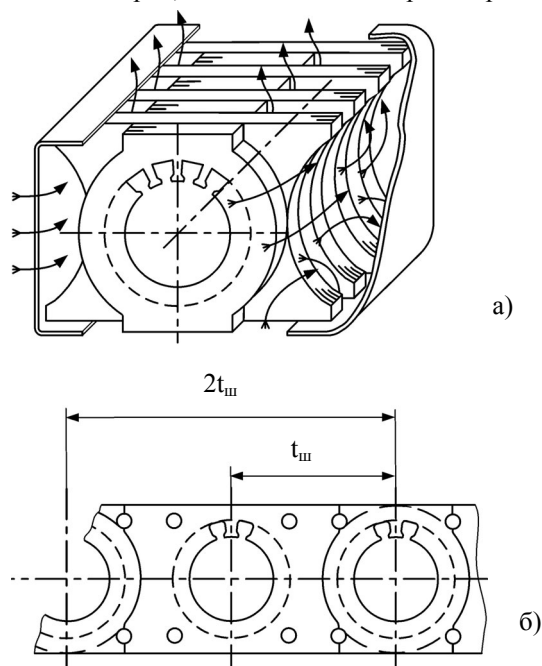


Рис.5. Конструктивная схема (а) и раскрой полосы (б) стали для изготовления магнитопровода бескорпусного статора с аксиально-тангенциальным охлаждением

Вариант магнитопровода [19] с выступающими ребрами и повышенной $\Pi_{я(о)}$, отличающийся отсутствием сдвига секций ЭТС и безотходной штамповкой внешнего контура, представлен на рис.5.

Вырубка пластин с формой внешнего контура, которая отличается и чередуется в смежных пакетах магнитопровода, осуществляется поперечным разделом полосы ЭТС с двойным шагом штамповки $2t_{III}$

по отношению к его величине $t_{ш}$ для пазовых и вспомогательных отверстий.

В конструкторско-технологических решениях магнитопроводов (рис.3-рис.5), при обдуве ярма совместно с экстенсивным способом (параметр $\Pi_{я(о)}$) используется интенсивный способ повышения эффективности охлаждения увеличением $\alpha_о$ [19], за счет "рельефности" ярма. В конструкции (рис.3) указанная особенность обусловлена разрушением пристенного ламинарного пограничного слоя шероховатостью (характеризуется величинами δ_c и $b_{см}$ подобными параметрам резьбовой нарезки, являющейся способом повышения $\alpha_о$ в теплообменных аппаратах). В конструкции (рис.5) воздействие на воздушный поток осуществляется проникновением выступающих прерывистых ребер в турбулентное ядро при аксиально-тангенциальном движении воздуха.

ВЫВОДЫ

1. Эволюция устройств ЭМ осуществляется на основе шести основных способов совершенствования и их комбинации.

2. На современном этапе решающими факторами развития электромеханических систем и устройств ЭМ являются специальные исполнения Г, Д и Т и нетрадиционные решения АЧ и КЧ в соответствии с пятым и шестым способами.

3. В рамках пятого способа можно сформулировать принцип конструктивного соответствия и блочного агрегатирования функционально связанных элементов электромеханических систем (Д, Г, Т, дросселей... и приводных механизмов).

4. Шестому способу соответствует принцип многофункциональности элементов АЧ (участки магнитопровода могут выполнять функции корпуса, радиатора охлаждения, средней части вала).

5. Многофункциональность магнитопровода обеспечивается пространственной структурой, сдвигом слоев ЭТС и рельефностью внешнего контура (в вариантах тангенциальных, многоплоскостных, конусно-плоскостных... магнитопроводов).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. - К.: Наукова думка, 2002. - 288 с.
- [2] Перспективы развития электромеханики в XXI веке./ А.В. Иванов-Смоленский, И.П. Копылов, Е.М. Лопухина и др.// Электропанорама. - 2001. - №1. - с.14-15.
- [3] Бут Д.А. Электромеханика сегодня и завтра.// Электричество 1995. - №1. - с.2-10.
- [4] Смольская Н.Е. Применение аморфных сплавов в электромашиностроении. - М.: ВИНТИ, 1986. - 87 с.
- [5] Клишевская Л.Н. Усовершенствование терморезистивной изоляции для высоковольтных машин переменного тока. - М.: Информэлектро, 1981. - 36 с.
- [6] Ястребов В.С., Горлов А.А., Симинский В.В. Электроэнергетические установки подводных аппаратов. - Л.: Судостроение, 1986. - 208 с.
- [7] Ткачук В. Электромеханотроніка: Навчальний посібник. - Львів: ВНУ "Львівська політехніка", 2001. - 404 с.
- [8] Ставинский А.А. Асинхронный двигатель с двухпакетным внешним ротором для привода судового встра-

иваемого вентилятора.// Электротехн. производство. Перед. опыт и научно-техн. достижения для внедрения: Отрасл. инф. Сб. - 1990. - Вып.6(30). - с.4-7.

- [9] Способы энергоресурсосбережения в судовой силовой электротехнике на основе встроенной принудительной вентиляции/ Ставинский А.А., Чекунов В.К., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А., Боднар О.Г. - 2002. - №1(10). - с.133-137.
- [10] Ставинский А.А., Плахтырь О.О. Сравнительный анализ материалоемкости вариантов трехфазных пространных электромагнитных систем.// Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. - Кременчук: КДПУ, 2003. - №2(19), том 1. - с.53-56.
- [11] Ставинский А.А., Ставинский Р.А. Короткозамкнутый ротор асинхронных двигателей с пониженной материалоемкостью и улучшенными пуско - регулировочными свойствами.// Електромашинобудування та електрообладнання. Міжвід. наук.-техн. зб. - 2000. - Вип.54. - с.49-53.
- [12] Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Вансач О.С. Определение геометрических соотношений активной части асинхронных двигателей погружного, высокооборотного и обращенного исполнения.// Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. - 2001. - Вип.57. - с.67-72.
- [13] Volkrodt W. Neue wege im Electromaschinenbau.// Electro-Jobg/ - 1985. - s.29-38.
- [14] Яковлев А.И. Электрические машины с уменьшенной материалоемкостью. - М.: Энергоатомиздат, 1981.-240 с.
- [15] Месхия Г.П. Достоинства и недостатки конструкций и технологий изготовления безотходных магнитопроводов электродвигателей.// Электротехн. произв. Перед. опыт и научно-техн. достижения для внедрения: Отрасл. инф. сб. - 1990. - Вып.2. - с.30-31.
- [16] Состояние и перспективы разработки и производства низковольтных асинхронных двигателей./ А.Э. Кравчик, В.К. Новиков, Н.И. Суворов и др.// Электротехника. - 1996. - №3. - с.3-6.
- [17] Ставинский А.А. Нетрадиционные ресурсосберегающие конструкции асинхронных двигателей с классической технологией производства.// Электротехника. - 1992. - №8,9. - с.11-14.
- [18] Ставинский А.А. Асинхронные двигатели с тангенциальным смещением элементарных слоев стали статора.// Электричество. - 1996. - №8. - с.43-48.
- [19] Ставинский А.А., Радченко Н.И., Радченко А.Н. Конструктивное и теплоаэродинамическое совершенствование статоров асинхронных бескорпусных двигателей.// Електромашинобудування та електрообладнання: Міжвід. наук.-техн. зб. - 2000. - Вип.54. - с.49-53.

Поступила 20.09.2003

ПРИБЛИЖЕННЫЙ РАСЧЕТ МИНИМАЛЬНОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЛАЗМЫ ПРИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОМ ВЗРЫВЕ ПРОВОДНИКОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Баранов М.И., д.т.н.

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

Отримана наближена формула для розрахункового визначення мінімальної середньомасової температури плазми на початкової стадії електричного вибуху у повітрі немагнітних циліндричних провідників під інтенсивної короткочасної дією великих імпульсних струмів, які генерують у розрядному контурі високовольтних електрофізичних установок з ємкісними нагронадживачами енергії.

Получена приближенная формула для расчетного определения минимальной среднemasовой температуры плазмы на начальной стадии электрического взрыва в воздухе немагнитных цилиндрических проводников под интенсивным кратковременным воздействием больших импульсных токов, генерируемых в разрядном контуре высоковольтных электрофизических установок с емкостными накопителями энергии.

ВВЕДЕНИЕ

Электрический взрыв (ЭВ) проводников, являющийся одним из важных составных технических элементов в разветвленной сети современных электро-технологий, находит широкое применение в высоко-точных электрических цепях высоковольтных электрофизических установок (ВЭФУ) с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ) для генерирования больших импульсных токов (БИТ), используемых в научных, прикладных технических и технологических целях. Автором в работе [1] приведен весьма обширный обзор литературных источников по эволюции изучения и практического применения в высоковольтной импульсной технике, импульсной светотехнике, сильноточной электронике, технике и физике плазмы, а также в технике сильных электрических и магнитных полей явления ЭВ проводников под кратковременным воздействием высоких плотностей импульсного тока. Из данного обзора следует, что одними из перспективных применений электрически взрывающихся проводников являются их использование в лабораторных условиях в качестве импульсного источника света, высоких и сверхвысоких температур [8]. Световое излучение при ЭВ проводников, по данным работ [7,11], возникает в его начальной фазе в момент исчезновения металлической проводимости проводника, что по времени совпадает с появлением пика электрического напряжения на электродах, к которым подсоединяется электрически взрывающийся проводник. На данной стадии ЭВ проводника спектр его излучения является сплошным. На последующей фазе его ЭВ – стадии дугового разряда возникает интенсивная вспышка света. Здесь спектр светового излучения носит, в основном, непрерывный характер с наложенными линиями, характерными для материала проводника и газа его окружающего [7,8]. Образующаяся продуктами электровзрыва проводника в сильноточном канале разряда низкотемпературная плазма аккумулирует вводимую от ЕНЭ электротепловую энергию, постепенно расходуя ее на радиальное расширение канала разряда и световое излучение [11].

Отметим, что измерение температуры продуктов взрыва проводника в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ является и сегодня сложной и трудоемкой научно-технической задачей, сопряженной с внесением больших погрешностей в ее опытное определение. Так, согласно [2] яркостная (поверхностная) температура сильнооточного искрового разряда в его дуговой стадии, измеренная с применением временной развертки по отношению к интенсивности спектральных линий светового излучения, составляла от 4727 до 9727 °С. По экспериментальным данным работы [3] яркостная температура на начальной стадии ЭВ в воздухе круглой медной проволоки диаметром 0,15мм принимала значения от 8927 до 9227 °С. При этом опытное определение температуры взрыва проволоки осуществлялось по самообращенным спектральным линиям и спектрам поглощения меди. Косвенные измерения температуры при ЭВ проводника, базирующиеся на опытном определении проводимости продуктов взрыва медной проволоки в вакууме, свидетельствуют о том, что среднemasовая (среднеобъемная) температура плазмы, образующейся при ЭВ этого проводника, принимает значение около 9727 °С или 10⁴ К [9]. В [4,5] отмечается, что на дуговой стадии сильнооточного искрового разряда в цепи ВЭФУ с ЕНЭ и электрически взрывающимся проводником, используемым в мощных импульсных электроразрядных источниках света, возможно получение сверхвысоких температур (в десятки и сотни эВ). Заметим, что 1эВ примерно равен 11327 °С [6]. Кроме того, в [10] при расчетной оценке максимальной температуры взрыва в вакууме круглой литиевой проволоки диаметром 0,127мм и длиной 10мм, включенной в разрядную цепь ВЭФУ с ЕНЭ, в случае, когда запасаемая электрическая энергия в ЕНЭ составляла 100кДж, а время введения с помощью БИТ электротепловой энергии в проволоку было равно 200нс, приведено приблизительное значение ее предельной температуры в 10эВ (113270 °С). Имеющиеся результаты указывают на то, что при ЭВ проводников в конденсированных средах могут достигаться очень

высокие температуры. Так, при подводном электро-взрыве медного проводника экспериментально зафиксированные пиковые значения яркостной температуры достигают величин от 20727 до 27727 °С, а при ЭВ алюминиевого проводника в тех же условиях – от 25727 до 35727 °С [8]. В соответствии с [11,12] среднемассовая температура плотной низкотемпературной плазмы, образованной при ЭВ круглых проводников в сильноточном канале подводного искрового разряда, может достигать значений от 9727 до 499727 °С. Причем, температура плазмы в центре канала подводного искрового разряда оказывается примерно в 1,5-2 раза выше ее яркостной или поверхностной температуры, измеренной в сплошном спектре светового излучения.

В [11] на основе статистической обработки экспериментальных данных приведена формула (2.37) для грубой расчетной оценки температуры плазмы с энергией в разряде ЕНЭ ВЭФУ до 100кДж и для ограниченных диапазонов изменения основных электрических параметров ее разрядной цепи. В данную громоздкую формулу входит ряд эмпирических коэффициентов для степенных рядов, затрудняющих понимание физического смысла в длинной цепочке выполняемых математических операций по приближенному расчету температуры продуктов электровзрыва проводника.

Целью настоящей статьи является получение простого аналитического соотношения для приближенного расчета минимальной среднемассовой температуры продуктов взрыва немагнитных цилиндрических проводников в воздушной атмосфере на начальной стадии их ЭВ в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ.

ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Считаем, что для исследуемых неизолированных круглых немагнитных цилиндрических проводников выполняется следующее соотношение: $l/d \gg 1$, где l , d - соответственно длина и диаметр прямолинейного проводника, включенного в разрядную цепь ВЭФУ с ЕНЭ. Пусть атмосферные условия воздушной среды, в которой размещены исследуемые проводники, соответствуют нормальным (давление воздуха составляет $1,013 \cdot 10^5$ Па, а его температура равна $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$). Примем, что при решении рассматриваемой задачи выполняются следующие допущения:

1. Электротепловыми потерями на теплоотдачу в окружающую проводник воздушную среду и диссипацией в разрядном контуре ВЭФУ с ЕНЭ электромагнитной энергии можно пренебречь [8].

2. Радиальные распределения плотности импульсного тока и температуры по поперечному сечению проводника как до, так и в процессе его ЭВ носят равномерный характер [8].

3. Скорость нарастания температуры проводника является постоянной в течение развития начальной стадии его ЭВ, т.е. стадии плавления и фазового перехода жидкий металл - металлический пар.

4. Удельная теплоемкость материала проводника на начальной стадии взрывообразного разрушения его металлической структуры остается практически неиз-

менной в процессе ЭВ проводника [8].

5. Максимальная температура проводника при ЭВ достигается в момент его электровзрывного разрушения, сопровождающегося разлетом в радиальном направлении перегретого материала проводника.

Требуется с учетом принятых допущений получить приближенное соотношение для аналитического расчета на начальной стадии ЭВ немагнитных цилиндрических проводников минимальной среднемассовой температуры образующегося после их взрыва в воздухе сильноточного плазменного канала искрового разряда в электрической цепи ВЭФУ с ЕНЭ.

ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

В [1] автором было показано, что минимальное расчетное значение критической плотности электро-тепловой энергии W_{km} (Дж/м³) в электрически взрывающемся проводнике может быть определено из следующего выражения:

$$W_{km} = \frac{J_k(1 + \theta_k c_0 \beta_0)}{\gamma_0}, \quad (1)$$

где γ_0 - удельная электропроводимость материала проводника до воздействия на него БИТ, т.е. при температуре окружающей воздушной среды, равной комнатной $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ (для алюминия $\gamma_0 = 3,61 \cdot 10^7$ См/м; для меди $\gamma_0 = 5,81 \cdot 10^7$ См/м [6]); c_0 - удельная теплоемкость, отнесенная к единице объема материала проводника (для алюминия $c_0 = 2,7 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С; для меди $c_0 = 3,92 \cdot 10^6$ Дж/м³·°С [6]); $\theta_k = (\theta_m - \theta_0)$ - минимальное критическое превышение температуры материала проводника; θ_m - температура кипения материала проводника (для алюминия $\theta_m = 2450^\circ\text{C}$; для меди $\theta_m = 2590^\circ\text{C}$ [13]); β_0 - тепловой коэффициент удельной электропроводимости материала проводника (для алюминия $\beta_0 = 2,14 \cdot 10^{-9}$ м³/Дж; для меди $\beta_0 = 1,31 \cdot 10^{-9}$ м³/Дж [6]); J_k - критическое значение интеграла тока для проводника при его ЭВ (при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ для алюминия $J_k = 1,09 \cdot 10^{17}$ А²·с·м⁻⁴, а для меди $J_k = 1,95 \cdot 10^{17}$ А²·с·м⁻⁴ [6]).

Определенная по (1) величина W_{km} представляет собой минимальную удельную энергию электротеплового разрушения материала проводника при его ЭВ, численное значение которой приближается к удельной теплоте сублимации материала проводника [1,8].

Для реальных лабораторных условий ЭВ проводника в разрядном контуре ВЭФУ с ЕНЭ значение критической плотности электротепловой энергии W_k , вводимой в электрически взрывающийся цилиндрический проводник, может быть найдено из следующего приближенного соотношения:

$$W_k \approx \frac{4W_0}{\pi d_k^2 l_k}, \quad (2)$$

где W_0 - электрическая энергия, запасенная в ЕНЭ ВЭФУ; d_k, l_k - соответственно критические значения диаметра и длины электрически взрывающегося проводника [1].

В этой связи на практике при надежном осуществлении ЭВ цилиндрических проводников в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ должно выполняться следующее неравенство:

$$W_k > W_{km}. \quad (3)$$

Для скорости нарастания минимальной средне-массовой температуры θ_{km} сильноточного плазменного канала искрового разряда на начальной стадии ЭВ проводника имеем [1]:

$$\frac{d\theta_{km}}{dt} = c_0^{-1} \frac{dW_{km}}{dt}, \quad (4)$$

где $\frac{dW_{km}}{dt} = \frac{\delta_{km}^2 (1 + \theta_k c_0 \beta_0)}{\gamma_0}$ - скорость ввода минимальной критической плотности электротепловой энергии W_{km} в электрически взрывающийся проводник; δ_{km} - минимальная критическая плотность аксиального тока во взрывающемся проводнике, численные значения которой для медной проволоки и различных видов БИТ приведены в [1].

Из (4) следует, что чем больше плотность тока $\delta_k \geq \delta_{km}$ во взрывающемся проводнике, тем выше скорость ввода критической удельной электротепловой энергии в проводник и соответственно выше скорость нарастания его температуры. Причем, в рассматриваемом случае согласно (4) данная скорость нарастания температуры будет обратно пропорциональна значению критического диаметра проводника, возведенному в четвертую степень, т.е. d_k^4 . Этот теоретический результат соответствует в полной мере опытным данным из работы [11], где экспериментальным путем было установлено то, что при неизменных электрических параметрах ВЭФУ с ЕНЭ скорость роста температуры при ЭВ проводника малого диаметра намного выше, чем при электровзрыве проводника из того же материала, но большего диаметра.

Тогда с учетом принятых допущений для минимальной средне-массовой температуры θ_{km} плазменных продуктов на начальной стадии взрыва в воздухе немагнитного цилиндрического проводника, включенного в разрядную цепь ВЭФУ с ЕНЭ, получаем следующее приближенное выражение:

$$\theta_{km} = t_e \frac{d\theta_{km}}{dt}, \quad (5)$$

где $t_e = W_{km} / dW_{km} / dt$ - время до электровзрыва проводника с плотностью тока δ_{km} [1].

После элементарных преобразований на основании выражений (1), (4) и (5) окончательно для минимальной средне-массовой температуры θ_{km} плазмы, получаемой при ЭВ в воздушной среде атмосферного давления цилиндрического проводника, запишем:

$$\theta_{km} = W_{km} \cdot c_0^{-1} \frac{J_k (1 + \theta_k c_0 \beta_0)}{c_0 \gamma_0}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что чем больше W_{km} и меньше c_0 , тем будет выше и значение минимальной средне-массовой температуры θ_{km} плазмы электровзрыва проводника. Если подставить в (6) вместо минимальной критической плотности электротепловой энергии W_{km} , определяемой из выражения (1), рассчитанную по (2) и (3) реально достигаемую в электрически взрывающемся проводнике критическую удельную электротепловую энергию W_k , то с помощью указанной выше формулы (6) можно выполнить и приближенную расчетную оценку "сверху" средне-массовой температуры θ_{kc} электровзрыва исследуемого проводника. При этом в соответствии с (2) значения θ_{kc} оказываются обратно пропорциональны квадрату критического диаметра проводника, т.е. величине d_k^2 . Поэтому при электровзрыве тонких круглых проводников будут достигаться большие значения средне-массовой температуры θ_{kc} плазмы, чем при использовании толстых электрически взрывающихся цилиндрических проводников. Это утверждение, вытекающее из полученных нами результатов расчета θ_{kc} , было ранее подтверждено экспериментальным путем применительно к среднейкостной температуре плазменного канала разряда, инициированного взрывающимся проводником [11].

Из (6) видно, что минимальная средне-массовая температуры θ_{km} плазмы при ЭВ проводника монотонно возрастает с увеличением критической электротепловой энергии, приходящейся на единицу объема электрически взрывающегося проводника. Это соответствует результатам экспериментальных исследований ЭВ в различных газах цилиндрических проводников, применяемых в мощных импульсных электроразрядных источниках света [4,5]. Поэтому для получения больших и возможно рекордных значений средне-массовой температуры плазмы θ_{kc} при ЭВ заданного проводника необходимо использовать условие (3), т.е. рабочее значение электрической энергии W_0 согласно (2) выбирать максимально возможным для применяемого разрядного контура ВЭФУ с ЕНЭ.

ПРИМЕР РАСЧЕТА СРЕДНЕМАССОВОЙ ТЕМПЕРАТУРЫ ПЛАЗМЫ ПРИ ЭВ ПРОВОДНИКА

Выполним по полученной формуле (6) расчетную оценку минимальной средне-массовой температуры плазмы θ_{km} при ЭВ в воздухе алюминиевого и медного круглых цилиндрических проводников, включенных в разрядный контур ВЭФУ с ЕНЭ. Из (1) следует, что в нашем случае для алюминиевого проводника величина минимальной критической удельной электротепловой энергии W_{km} принимает значение $W_{km} = 4,57 \cdot 10^{10}$ Дж/м³, а для медного проводника - $W_{km} = 4,76 \cdot 10^{10}$ Дж/м³. В результате из (6) при извест-

ных значениях удельной теплоемкости c_0 рассматриваемых материалов электрически взрывааемых проводников (см. формулу (1)) получаем, что при ЭВ алюминиевого проводника минимальная среднемассовая температуры θ_{km} плазмы численно составляет примерно значение $\theta_{km} = 16926$ °С, а при ЭВ медного проводника – примерно $\theta_{km} = 12143$ °С. Полученные нами расчетные данные для θ_{km} при ЭВ в воздухе круглых алюминиевых и медных цилиндрических проводников удовлетворительно согласуются с соответствующими экспериментальными данными, представленными в [3,8], для среднемассовой температуры плазмы канала воздушного сильноточного искрового разряда, формируемого при ЭВ круглых цилиндрических проволок из алюминия и меди.

ВЫВОДЫ

1. Получена простая формула (6) для приближенного аналитического расчета минимальной среднемассовой температуры плазмы θ_{km} на начальной стадии ЭВ в воздухе немагнитных цилиндрических проводников, испытывающих интенсивное кратковременное воздействие БИТ, генерируемых в разрядном контуре ВЭФУ с ЕНЭ.

2. Минимальная среднемассовая температура θ_{km} плазмы, образующейся в воздушной среде при ЭВ проводника, прямо пропорциональна минимальной критической удельной электротепловой энергии W_{km} , рассчитываемой по формуле (1), и обратно пропорциональна удельной теплоемкости c_0 материала проводника.

3. Показано, что среднемассовая температура $\theta_{kc} \geq \theta_{km}$ воздушного электровзрыва немагнитного цилиндрического проводника определяется количеством вводимой в него электротепловой энергии $W_k \geq W_{km}$, приходящейся на единицу объема материала электрически взрывааемого проводника, которая согласно формулы (2) прямо пропорциональна запасаемой электрической энергии W_0 в ЕНЭ ВЭФУ.

4. Установлено, что применение при ЭВ в воздухе алюминиевого цилиндрического проводника по сравнению с медным цилиндрическим проводником тех же геометрических размеров при идентичных значениях запасаемой электрической энергии W_0 в ЕНЭ ВЭФУ позволяет обеспечить получение больших значений минимальной среднемассовой температуры θ_{km} образующейся при их взрыве плазмы сильноточного канала искрового разряда.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Баранов М.И. Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов// *Электротехника і електромеханіка*.-2003.-№3.-С.59-64.
- [2] Взрывающиеся проволоочки/ Под ред. А.А. Рухадзе. - М.: Изд-во ИЛ, 1963.-342с.
- [3] Ильин Г.Г., Нурматов Э.М., Фишман И.С. Определение температуры и других параметров плазмы взрывающейся проволоочки по самообращенным спектральным линиям и спектрам поглощения// *Теплофизика высоких температур*.-1975.-т.13.-№2.-С.288-294.
- [4] Александров А.Ф., Рухадзе А.А. Сильноточные электроразрядные источники света// *Успехи физических наук*.-1974.-т.112.-№2.-С.195-230.
- [5] Александров А.Ф., Рухадзе А.А. Физика сильноточных электроразрядных источников света. - М.: Атомиздат, 1976.-184с.
- [6] Кнопфель Г. Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [7] Абрамова К.Б., Перегуд Б.И. Излучение металлов при электрическом взрыве// *Журнал технической физики*.-1971.-т.41.-№10.-С.2216-2225.
- [8] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина.-Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [9] Шуманов В.С. Измерение параметров плазмы, образующейся при электрическом взрыве проволоочки в вакууме// *Журнал прикладной спектроскопии*.-1971.-т.14.-№2.-С.209-211.
- [10] Роуз К. Максимальная температура взрыва проволок в вакууме/ В кн. пер. с англ.: *Электрический взрыв проводников*.-М.: Мир, 1965.-С.43-46.
- [11] Гулый Г.А. Научные основы разрядноимпульсных технологий.-Киев: Наукова думка, 1990.-208с.
- [12] Пасечник Л.Л., Старчик П.Д., Федорович О.А. Измерение температуры подводного взрыва проволок в условиях развитых нестабильностей в канале разряда// *Тезисы докл. I Всесоюз. конф.: Электрический разряд в жидкости и его применение в технологии машиностроения и металлообработке* (г. Николаев, 1976).-Киев: Наукова думка, 1976.-С.32-39.
- [13] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина. - М.: Мир, 1982.-520с.

Поступила 03.07.03

АНАЛИЗ ТЕНДЕНЦИЙ ИЗМЕНЕНИЯ СТРУКТУРЫ ЭЛЕКТРОПОТРЕБЛЕНИЯ В БЫТУ

Вороновский Г.К., д.т.н., председатель правления, Козлоков А.Ю., начальник котлотурбинного цеха
ОАО "Харьковская ТЭЦ-5"
Украина, 62371, Харьковская область, Дергачевский район, поселок Подворки, ул. Горького, 1
E-mail: voronovsky@chpp5.kharkiv.com

Сергеев С.А., к.т.н., директор, Махотило К.В., к.т.н., старший научный сотрудник
ООО "Институт системных исследований в энергетике"
Украина, 61145, Харьков, пр. Ленина, 21-А, к. 112. ООО "ИСИЭ"
E-mail: sergeev@isde.kharkiv.com

Представлено аналіз даних з споживання електричної енергії крупним житловим масивом Харкова в 1997-2002 рр. Виявлено стійку тенденцію зростання рік за роком обсягів електроспоживання в побуті в осінньо-зимовий період. Показано, що зрушення, що відбулися в структурі побутового електроспоживання, обумовлені переважно кількісним зростанням парку потужних побутових електроприладів, що придбаються населенням у відповідь на систематичний недовідпуск тепла від джерел централізованого теплоснабження.

Представлен анализ данных по потреблению электрической энергии крупным жилым массивом Харькова в 1997-2002 гг. Выявлена устойчивая тенденция к росту год от года объемов электропотребления в быту в осенне-зимний период. Показано, что отмеченные сдвиги в структуре бытового электропотребления вызваны преимущественно количественным ростом парка мощных электроприемников, приобретаемых населением в ответ на систематический недоотпуск тепла от источников централизованного теплоснабжения.

ВВЕДЕНИЕ

В последние годы проблема перекрестного влияния ветвей энергоснабжения друг на друга привлекает внимание все более широкого круга специалистов. Объективно она вызвана тем реальным ухудшением топливообеспеченности региональных энергосистем, которое произошло на Украине и в других бывших республиках после дезинтеграции СССР.

Обыкновенно при рассмотрении этой проблемы ограничиваются обсуждением первичных эффектов, достаточно легко обнаруживаемых при сравнительном анализе одно-двухнедельных эпизодов связанного потребления топливно-энергетических ресурсов (ТЭР) в быту, а именно – роста электрической нагрузки понижающих подстанций, питающих жилые массивы, под влиянием недоотпуска тепла от системы централизованного теплоснабжения (СЦТ), резкого падения давления в городском кольце газоснабжения, развивающегося по той же самой причине.

К сожалению, когда практика недоотпуска тепла на отопление и горячее водоснабжение жилых массивов приобретает систематический, многолетний характер, в энергосистеме начинают проявляться вторичные эффекты – резкий рост сезонных объемов потребления электроэнергии в быту; усиление неравномерности в суточных и месячных графиках электрической нагрузки региональных энергосистем.

Дело в том, что все новые и новые потребители, утрав доверие к СЦТ, приобретают мощные электроприемники, среди которых доминируют масляные электрообогреватели и электроводонагреватели с единичной установленной мощностью от 0,8 до 3,6 кВт. Естественно, что по мере накопления населением электроотопительного потенциала соразмерные промахи в режимах отпуска тепла от СЦТ провоцируют каждый раз все более бурную ответную реак-

цию бытовых потребителей. Из-за перманентной нехватки топлива на источниках СЦТ такие промахи проявляются достаточно часто. Как результат, спрос на электрическую энергию в коммунально-бытовом секторе год от года растет.

Поскольку суточные профили электрической нагрузки региональных энергосистем из-за возрастания активности бытовых потребителей становятся все более неравномерными, обостряется дефицит маневренных мощностей в Объединенной энергосистеме Украины. Понятно также, что ожидаемый рост парка бытовых электроприемников не может быть перекрыт вводом в строй новых блоков на Хмельницкой и Ровенской АЭС. Указанное обстоятельство еще раз демонстрирует, какое огромное значение имеет правильный учет перспективной электрической нагрузки квартир при планировании и управлении развитием отечественного энергосектора.

Как бы там ни было, теперешняя "отопительная" волна электрификации быта, угрожающая перерасти в девятый вал для региональной энергетики, находится пока что в зачаточном состоянии. Чтобы предотвратить ее дальнейшее развитие, нужно научиться контролировать и сдерживать процесс аккумуляирования населением электрообогревательной техники. Для этого, в свою очередь, следует создавать специализированные информационные комплексы, разрабатывать наглядные методики для объективизации происходящих изменений в структуре энергопотребления, привлекать внимание специалистов и широкой общественности к проблемам эффективного использования ТЭР в работе коммунальных служб и в быту.

Целью настоящей статьи является анализ данных по зимнему электропотреблению жилыми массивами Харькова за 1997-2002 гг.

Первая часть статьи посвящена описанию аппаратно-программного комплекса "Зевс", созданного совместными усилиями специалистов ОАО "Харьковская ТЭЦ-5", АК "Харьковоблэнерго" и ООО "Институт системных исследований в энергетике" для осуществления мониторинга связанного потребления ТЭР в быту.

Во второй части выполнена количественная оценка пятилетних изменений в структуре парка бытовых электроприемников, используемых потребителями Салтовского жилмассива для компенсации недоотпуска тепла от источника СЦТ.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС "ЗЕВС"

Функциональная структура АПК "Зевс" представлена на рис. 1,а. Она объединяет в одно целое информационные потоки данных, собираемые системами учета, принадлежащими разным ветвям энергоснабжения – информационно-управляющей системой ОАО "Харьковская ТЭЦ-5" и АСКУЭП АК "Харьковоблэнерго". Кроме того, АПК "Зевс" собирает и обрабатывает прогностическую и учетную информацию о погоде в Харькове.

В качестве первичных узлов учета потребления электроэнергии в АСКУЭП используются счетчики ЦТ5000, установленные со стороны потребителей на понижающей подстанциях 110/10 кВ городской электрической сети. Каждые 3 минуты коммуникационный сервер АСКУЭП опрашивает все счетчики, вычленяет из информационного потока данные, касающиеся теплового района Харьковской ТЭЦ-5, группирует их по признаку территориальной принадлежности к тому или иному сегменту теплового района.

Каждые полчаса сервер системы мониторинга качества теплоснабжения (СМКТ), установленный на Харьковской ТЭЦ-5, инициирует коммутируемое соединение с информационным сервером АСКУЭП и по протоколу FTP забирает подготовленные для дальнейшего анализа данные по электропотреблению в быту. Кроме того, от счетчика тепловой энергии ИТЕК-220 на сервер СМКТ поступают данные о получасовых объемах отпуска тепла в городскую теплофикационную сеть.

Раз в сутки сервер СМКТ связывается с одним из серверов погоды в Интернете, копирует и заносит прогноз погоды и суточную метеосводку по Харькову в собственную базу данных. Трехчасовые данные о текущей наружной температуре сообщает местный центр по гидрометеорологии.

На заключительном этапе суточного цикла обработки оперативной информации СМКТ генерирует отчет о качестве теплоснабжения различных сегментов теплового района Харьковской ТЭЦ-5 и выставляет его на специально организованном WEB-сайте. Отчет готовится в форматах HTML и WML, что позволяет просматривать его как с помощью обычных браузеров, так и браузеров мобильных телефонов.

Графическая поддержка СМКТ включает вывод на экран диспетчерского монитора различных комбинаций учетных и расчетных данных (см. рис.1,б):

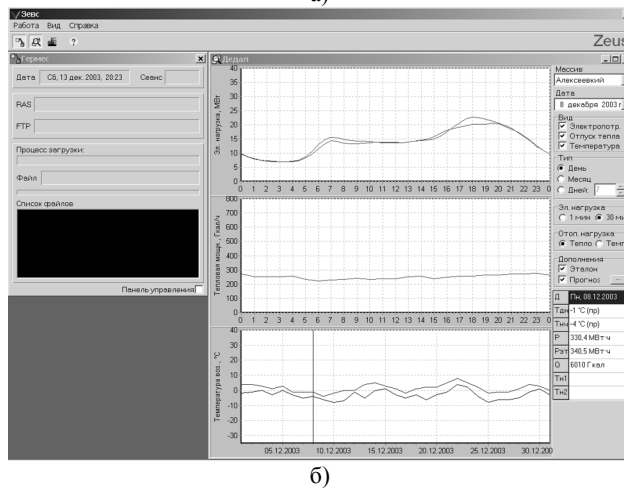


Рис.1. Структурная схема АПК "Зевс" (а) и вид пользовательского интерфейса СМКТ (б)

- в верхнем окне – суточных пофилей электрической нагрузки на фидерах "ХПГЭС" понижающих подстанций "Алексеевская", "Павлово Поле", "Холодная Гора" или "Салтовская" (на выбор), в том числе в текущих сутках с темпом обновления данных каждые 30 минут;
- верхнее же окно может использоваться для просмотра динамики изменения суточных объемов потребления электроэнергии этими же жилыми массивами за 2-200 суток назад, начиная с любой даты из периода наблюдения, либо с начала текущего месяца и по текущие сутки;
- в среднем окне – можно просматривать суточный график почасового отпуска тепла от источника теплоснабжения в теплофикационную сеть за любые сутки из периода наблюдения, включая текущие;
- среднее же окно может использоваться для отслеживания динамики отпуска тепла от источника в синхронном, по отношению к данным в верхнем окне, режиме.

В нижнем окне отображается информация о месячной либо более длительной динамике изменения экстремальных суточных температур наружного воздуха в Харькове. Верхняя кривая соответствует максимальной дневной температуре, а нижняя – минимальной ночной.

Для удобства визуальной оценки интенсивности избыточного потребления электроэнергии на дотоп в верхнем окне выводятся также эталонные профили – суточные, месячные или сезонные, в зависимости от выбранного режима просмотра. Под эталонными подразумеваются такие объемы электропотребления в быту, когда потребители без ограничений используют любую бытовую технику за исключением электрообогревательной.

АНАЛИЗ ПЯТИЛЕТНИХ ИЗМЕНЕНИЙ

АПК "Зевс" создавался для косвенного оценивания качества теплоснабжения жилых массивов по интенсивности избыточного потребления электроэнергии в быту на дотоп. Однако собираемая им информация может использоваться и по прямому назначению, а именно – для мониторинга и управления самим электропотреблением в быту.

Традиционно коммунально-бытовой сектор считается наиболее трудно поддающимся изучению и наиболее трудно управляемым, разумеется, в контексте рассматриваемой проблемы. СМКТ, в силу особенностей ее внутренней организации, предельно четко фокусирует внимание диспетчерских служб энергопотребления на интенсивности использования населением электроотопительного потенциала в текущих сутках или на любом интервале времени в прошлом.

Для того, чтобы визуально оценить интенсивность электроотопительной реакции того или иного жилого массива, достаточно сопоставить текущую электрическую нагрузку с эталонной. Совпадение этих величин (см., например, верхнее окно пользовательского интерфейса на рис.1,б) означает, что режимы отпуска тепла от источника СЦТ обеспечивают перетоп закрытых помещений, и электроотопление не используется. Чем сильнее отличается текущая нагрузка от эталонной, тем интенсивнее население использует накопленный электроотопительный потенциал.

Ретроспективный анализ данных по сезонному потреблению электроэнергии в быту однозначно указывает на *существование устойчивой тенденции к росту совокупной установленной мощности бытовых электроприемников*. Чтобы убедиться в этом, рассмотрим сезонную динамику изменения суточного электропотребления одним из самых крупных спальных жилых массивов Харькова – Салтовским, на протяжении отопительных сезонов 1997-98 – 2001-02 гг.

Графики сезонного потребления электроэнергии Салтовкой представлены на рис. 2.

Каждая из четырех диаграмм рис. 2 содержит две кривые. Нижняя кривая – это эталон, верхняя кривая – это фактическое электропотребление. В зависимости от того, какая выдалась погода, насколько хорошо источник теплоснабжения был обеспечен топливом, наконец, каким электроотопительным ресурсом обладало население в текущем году, форма верхней кри-

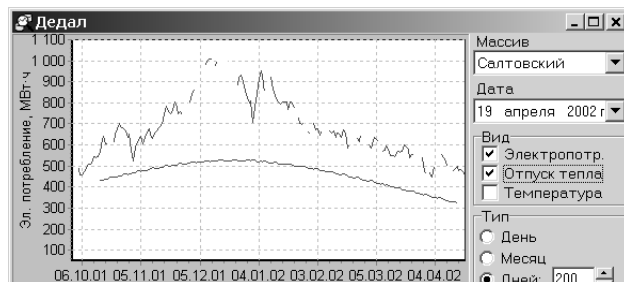
вой принимает тот или иной вид. В противоположность этому, нижняя кривая с выпуклостью в центре на всех диаграммах имеет одну и ту же форму. Потому что эталонное потребление для жилого массива год от года не изменяется.



а)



б)



в)

Рис. 2. Сезонные особенности электропотребления

Для того, чтобы понять, насколько сильно изменится вклад электроотопительного ресурса в фактические объемы потребления, будем рассуждать следующим образом.

Начнем наш анализ с отопительного сезона 1997-98 гг. 16 декабря 1997 года среднесуточная температура в Харькове упала до рекордно-низкой отметки – минус 29°C. На диаграмме а) этим суткам соответствует отчетливо выраженный всплеск электропотребления – приблизительно до 740 МВт·ч. Сопоставляя эту цифру с эталоном для этого же дня (520 МВт·ч), можно прийти к выводу, что в этот день около 220 МВт·ч было потреблено населением на электродотоп. Именно эта цифра и представляет собой косвенную оценку электроотопительного потенциала, которым обладало население Салтовки в декабре 1997 года

Прошло всего 3 года, но на диаграмме б), отражающей отопительный сезон 2000-2001 гг., мы видим уже существенный прирост в интенсивности электропотребления. 25 января 2001 года суточное потребление достигло отметки 920 МВт·ч при эталонной величине для этого же дня 500 МВт·ч. Для справки: *никакого жилищного строительства* в этом районе в те го-

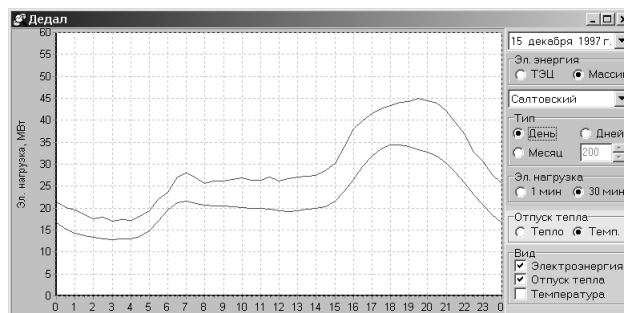
ды не велось, структура распределительной сети каким-либо существенным изменениям не подвергалась. Отсюда следует, что 25 января 2001 года суточное потребление электроэнергии на дотоп составило 420 МВт·ч. Объяснение этому – у населения, по сравнению с 1997 годом, стало больше электронагревательных приборов. И очевидно, что это не кипятильники или электрочайники, а электрообогреватели, работающие в круглосуточном режиме.

Спустя 11 месяцев, 10 декабря 2001 года, суточное электропотребление возросло уже до 1010 МВт·ч при эталонной величине 520 МВт·ч. Иначе говоря, дотоп составил 490 МВт·ч!

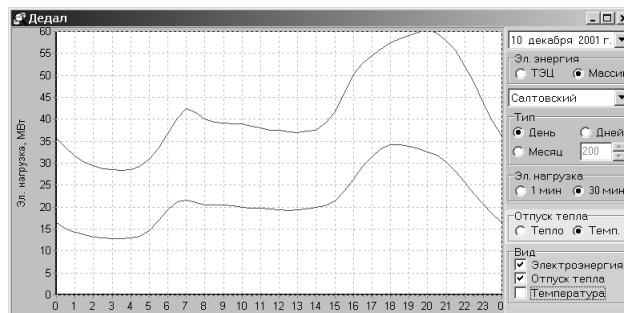
Для того, чтобы оценить, как изменилась совокупная установленная мощность электрообогревателей, сравним суточные профили электрической нагрузки за 15 декабря 1997 года и за 14 декабря 2001 года, представленные на рис.3. 15 декабря предшествовали в 1997 году дню максимального суточного потребления, однако именно в этот день электрическая нагрузка в 19:30 достигла рекордной величины в отопительном сезоне 1997-98 гг. Как и на рис.2, нижние кривые на обеих позициях рис.3 – это эталоны, но только *суточного* электропотребления, синтезированные для этого времени года.

Первое, что обращает на себя внимание, это усиление неравномерности в суточном профиле электрической нагрузки при появлении избыточного потребления на дотоп. При хорошем качестве теплоснабжения от СЦТ амплитуда переменной составляющей в суточном профиле электрической нагрузки (можно оценить по эталонному профилю) не превысила бы 22 МВт, а при включении электрообогревателей она возросла 15 декабря 1997 года до 27 МВт, а 10 декабря 2001 года – до 31 МВт. На рис.3 отчетливо видно, что только часть электрообогревателей в периоды провалов качества теплоснабжения работают круглосуточно. Остальные на ночь выключают.

Второе – мощность дотопа в вечернем пике за четыре года возросла с 12 до 27,5 МВт. Это позволяет сделать вывод, что и установленная мощность бытовых электрообогревателей, имеющихся на территории Салтовки, возросла во столько же раз. Потому что, если принять, что в среднем каждый электрообогреватель имеет мощность 1 кВт, увеличение нагрузки на фидерах питания жилмассива на 1 МВт может быть истолковано как включение 1000 обогревателей.



а)



б)

Рис. 3. Фактические и эталонные суточные профили электрической нагрузки в дни годовых максимумов потребления

Перейдем к простейшему сопоставительному анализу. За четыре года (с 1997 по 2001) установленная мощность бытовых электронагревательных приборов возросла на территории Салтовского жилмассива более чем в 2 раза, а объемы суточного электропотребления на дотоп – в 2,5!

И это при том, что, по нашим собственным оценкам, сегодня только 1/16-1/12 часть дефицита тепла покрывается за счет электроотопления. Даже трудно вообразить себе, как возрастет электрическая нагрузка в коммунально-бытовом секторе в ближайшие годы, если ничего в отношении улучшения качества теплоснабжения жилых массивов от источников СЦТ не предпринимать!

ВЫВОДЫ

1. Изменения в структуре бытового электропотребления, произошедшие в последние 4-6 лет, затронули ту часть бытовых электроприемников, которая используется для покрытия дефицита тепла в отапливаемых помещениях.

2. В какой бы мере ни использовался бытовой электродотоп, он приводит к усилению *неравномерности суточного графика* электрической нагрузки ОЭС Украины.

Поступила 12.12.2003

ЕЗОТЕРИЗМ ОПЕРАТОРІВ ТЕОРЕТИЧНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІКИ

Завгородній В.Д., к.т.н.

Спеціальне конструкторське бюро електромеханічних систем НУ "Львівська політехніка"

Україна, 79000, Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС

тел./факс (322)74-01-44, E-mail: skbnil68@mail.lviv.ua

У статті досліджено властивості операторів, які використовують в узагальненій теорії електро-механічних перетворювачів. Доведено, що більшість із них є унітарними ермітовими операторами, а відтак – операторами симетрії типу "поворот". Продемонстровано дію принципу дисиметризації Кюрі.

В статті проаналізовані свойства операторов обобщенной теории электромеханических преобразователей. Доказано, что большинство из них принадлежит к классу унитарных эрмитовых операторов, которые являются операторами симметрии типа «поворот». Продемонстрировано действие принципа дисимметризации Кюри.

"Сальери: - ... Поверил
Я алгеброй гармонию."
А.Пушкин

ВСТУП

У попередньому викладі [1] продемонстровано наявність специфічної форми симетрії між системами координат, які використовують в узагальненій теорії електромеханічних перетворювачів енергії та інформації (ЕМП), і встановлено, що для кожної координатної системи поля дійсних чисел існує відповідний аналог у полі комплексних чисел і навпаки. При цьому зв'язки між усіма парами взаємно відповідних координатних систем здійснюються за допомогою одного й того ж оператора C . Це дало можливість передбачити існування раніше невідомих систем координат у полі комплексних чисел, названих - $\theta; u; v$ (як аналог $\theta; x; y$) та $\theta; r; p$ (як аналог $\theta; \gamma; \delta$), унаслідок чого структура зв'язків між системами координат стала завершеною і відобразилась у вигляді поліедра з $6^2=36$ – гранями (хоча з огляду на труднощі графічного характеру в [1] представлена тільки частина структури в планарному вигляді).

Звісно, симетрія структурних зв'язків між координатними системами не є первинним фактором, а зумовлена внутрішніми властивостями тих операторів, що їх породжують. Оскільки запис операторів здебільшого здійснюють у матричній формі (необхідно відрізнити власне оператор P від його матричного відображення P), то матрицям операторів повинні бути притаманні специфічні форми симетрії, дослідження яких і є предметом цього викладу.

Розгляду підлягають найбільш уживані в теорії електричних машин оператори: A , – який переводить фазну систему координат у систему $\theta; \alpha; \beta$; S , – який переводить ту ж систему у систему координат Fortesque (інші назви: $\theta; +; -$ або $\theta; \wedge; \vee$); C , – який установлює зв'язок між системами $\theta; \alpha; \beta$ і $\theta; \wedge; \vee$, та T , – який описує симетрію тактових станів джерела живлення (драйвера) ЕМП. Без утрати

загальності підходу подальший виклад здійснено на прикладі найбільше розповсюджених $m=3$ – фазних ЕМП. Структурна схема зв'язків між згаданими системами координат показана на рис. 1.

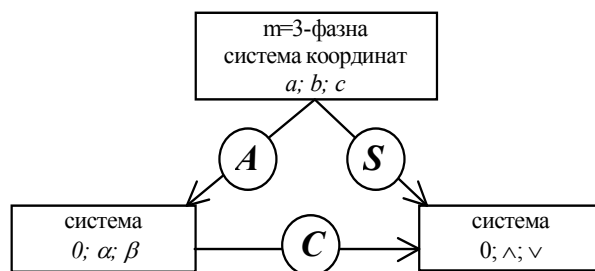


Рис.1 Схема структурних зв'язків між системами координат $a;b;c$, $\theta;\alpha;\beta$ та $\theta;\wedge;\vee$

Відповідно до схеми, що на рис. 1, матричні відображення операторів повинні задовольняти умову

$$C \times A = S, \text{ тобто } S_{\tau}^{-1} \times C \times A = E, \quad (1)$$

де E – одинична матриця.

ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАТОРА S

Матрицю оператора S для трифазних систем у канонічній формі записують як [2]

$$S = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix}, \quad (2)$$

де $a = \exp(j2\pi/3)$ – оператор повороту для трифазної системи у полі комплексних чисел.

Легко показати, що $AS = I$, а $S^{-1} = S_{\tau}^*$, унаслідок чого оператор S є унітарним ермітовим оператором, а відтак – оператором перетворення симетрії [3], який комутиє з гамільтоніаном H , тобто $[H \times A] = 0$.

Доведемо інші властивості оператора S , а саме

$$S^2 = S^{-2}; \quad S^3 = S^{-1} = S_{\tau}^*; \quad S^4 = S^{-4} = E. \quad (3)$$

Секулярне рівняння для визначення власних значень λ матриці S ($\Delta|S - \lambda E| = 0$) еквівалентне кубічному рівнянню

$$(\lambda^2 - 1)(\lambda - j) = 0. \quad (4)$$

Розв'язок (4) свідчить, що матриця S має три власні значення, які не збігаються між собою ($\lambda_0 = 1$; $\lambda_1 = -1$; $\lambda_2 = j$). Вони визначають три власні ортогональні функції, у координатній системі яких матриця оператора S записується як

$$S' = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & j \end{vmatrix}. \quad (5)$$

Оскільки $S'^4 \equiv E$, то цим доведено усі властивості (3) оператора S , який є оператором симетрії типу поворот четвертого порядку.

Використавши представлення матриці у полярній площині (аналогічно полярному представленню комплексного числа $y = \rho \cdot \exp(j\varphi)$ [4]), афікси степенів оператора S відобразимо діаграмою, що на рис.2, яка наочно підтверджує наявність поворотної симетрії четвертого порядку.

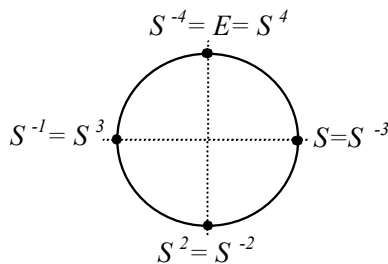


Рис.2 Полярна діаграма афіксів степенів матриці S

Зауважимо ще одну характерну особливість оператора S^2

$$S^2 = S^{-2} = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{vmatrix},$$

тобто він здійснює перестановку двох останніх рядків операнда.

ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАТОРА C

Канонічним матричним відображенням оператора C є матриця

$$C = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} \sqrt{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & j \\ 0 & -1 & -j \end{vmatrix}. \quad (6)$$

Відомо [2], що $\Delta C = I$, а $C^{-1} = C_\tau^*$, – тож оператор C є також унітарним ермітовим оператором, а відтак – оператором певної симетрії деякого порядку.

Для встановлення характеру цієї симетрії запишемо матрицю C у термінах власних ортогональних

функцій, для чого знайдемо її власні значення з рівняння $\Delta|C - \lambda E| = 0$, яке еквівалентне рівнянню

$$(\lambda - 1) \left(\lambda^2 - \frac{1-j}{\sqrt{2}} \cdot \lambda - j \right) = 0. \quad (7)$$

Кубічне рівняння (7) має три корені, що не збігаються, а саме $\lambda_0 = 1$; $\lambda_1 = \exp(j\pi/12)$; $\lambda_2 = \exp(-j7\pi/12)$, унаслідок чого в системі координат власних функцій оператор C відображається матрицею

$$C' = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\pi/12} & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j7\pi/12} \end{vmatrix}. \quad (8)$$

Тепер легко встановити, що $C^{24} = C^0 \equiv E$, а також

$$C^3 = \text{diag}\left(1, \frac{1-j}{\sqrt{2}}, \frac{1+j}{\sqrt{2}}\right); \quad C^6 = \text{diag}(1, -j, -j);$$

$$C^{12} = \text{diag}(1, -1, -1); \quad C^{18} = \text{diag}(1, j, j) \text{ і т.д.}$$

Отже, оператор C є оператором поворотної симетрії 24-го порядку. Афікси його степенів показано на рис. 3.

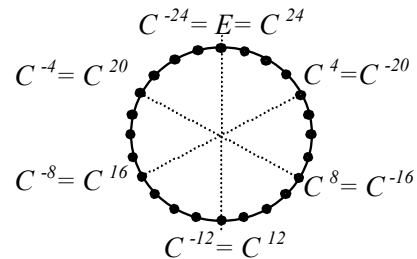


Рис.3 Полярна діаграма афіксів степенів матриці C

ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАТОРА A

Канонічною матричною формою запису A є

$$A = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{vmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{vmatrix}, \quad (9)$$

інші ж (наприклад, [5]) слід віднести до апокрифічних.

Відомо, що $\Delta A = I$ і $A^{-1} = A_\tau$, тобто оператор A є ортогональним.

Секулярне рівняння для матриці A ($\Delta|A - \lambda E| = 0$) збігається з кубічним рівнянням

$$\lambda^3 + \lambda^2 \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{6}} \right) - \lambda \left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{3}} + \frac{1}{\sqrt{6}} \right) - 1 = 0, \quad (10)$$

яке має три дійсні корені, що не збігаються, а саме

$$\lambda_0 = 1; \quad \lambda_{1,2} = -1 + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{\sqrt{3}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \right) \pm \frac{1}{2} \sqrt{\left(\frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{3}} \right) \left(4 + \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{3}} \right)},$$

тобто λ_1 та λ_2 є ірраціональними числами. Унаслідок цього не існує таке натуральне число n , при якому б виконувалась умова $|\text{diag}(\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2)|^n = E$, тобто при жодному n оператор A не може збігатися сам із собою, отже він не є оператором симетрії у класичному її розумінні.

Якщо $A=C^{-1} \times S$ – не ермітовий оператор (при умові, що C та S – ермітові), то згідно з постулатом Е.Фетмі [3] ермітовим оператором повинен бути їхній симетризований добуток A_s ,

$$A_s = \frac{1}{2} (C^{-1} \times S + S \times C^{-1}). \quad (11)$$

Легко показати, що у нашому випадку постулат Е.Фетмі не підтверджується, бо власні значення матриці (11) також є ірраціональними числами.

Таким чином, оператор A є лише оператором афінної подібності.

ВЛАСТИВОСТІ СИМЕТРІЇ ІНШИХ ОПЕРАТОРІВ

Щодо інших операторів перетворення систем координат: D , який перетворює систему координат $0; \alpha; \beta$ у $0; d; q$, $\Gamma (0; d; q \rightarrow 0; \gamma; \delta)$, $F (0; \lambda; \nu \rightarrow 0; f; b)$ та похідних від них, – то, як видно із запису їхніх матриць, наведених у [1], усі вони характеризуються поворотною симетрією типу $\infty/2$.

ОПЕРАТОРИ ФОРМУВАННЯ ТАКОВИХ СТАНІВ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ ЕМП

Форма сигналів живої (термін Г.Срон'а [6]) сутності ЕМП повинні відповідати структурі його мертвої матеріально підлеглої сутності. Мертва сутність симетричного m -фазного ЕМП характеризується поворотною симетрією відносно осі обертання щонайменше порядку m . У випадку застосування $2m$ -фазних обмоток вісь симетрії порядку m водночас стає інверсійною віссю порядку $2m$. Отож, за умови забезпечення динамічного функціонування ЕМП його джерело живлення повинно характеризуватися симетрією відносно часової осі порядку щонайменше m (або бути кратним числу m).

Якщо m -фазне джерело живлення керується за плинном координати функціонування ζ (кут θ – для електронно-керованих ЕМП за рахунок зворотного зв'язку за сигналами фізичного чи віртуального давача положення ротора, або час t – для автономних джерел), то воно характеризується симетрією зсуву по цій координаті порядку m . Якщо ж сигнали джерела періодично змінюють знак при збереженні симетрії форми, то маємо ще й інверсну симетрію відносно координати ζ , внаслідок чого показник симетрії джерела стає рівним $2m$.

Порядок симетрії джерела визначає кількість його тактових станів n протягом одного повного циклу роботи, тобто їхня кількість може бути $n = m$ або $n = 2m$. Форма сигналів джерела при довільній координаті ζ визначається за допомогою оператора T

$$i_v(\zeta) = T^s \times i_{v0}, \quad (12)$$

де $i_v(\zeta)$ – m -вимірний вектор сигналів; i_{v0} – вектор сигналів на початковому такті; $s = \text{integr}(\zeta / \Delta\zeta)$; $\Delta\zeta$ – тривалість тактового інтервалу. Вектор i_{v0} визнача-

ється як $i_{v0} = \text{column}(2f_2, f_1 + f_2, f_1 - f_2, \dots)$ [7], де f_1 та f_2 – визначальні функції джерела.

Для джерел трьох типів у табл. приведено аналітичні вирази для f_1 та f_2 , а на рис. 4 показано їхнє графічне відображення у центральній системі координат 0-такту $-0,5 \leq \zeta \leq 0,5$ (джерело типу в) пропущено тому, що форма його сигналу є функцією інтенсивності джерела).

Таблиця

Тип джерела	а)	б)	в)
$f_1(\zeta) =$	1	3/4	$\sqrt{3/4} \cos(\pi\zeta/3)$
$f_2(\zeta) =$	0	$\zeta/2$	$0,5 \sin(\pi\zeta/3)$

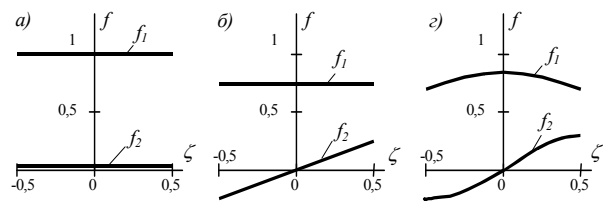


Рис.4 Визначальні функції f_1 та f_2 джерел різних типів

Як впливає з викладеного у [7], матричними відображеннями три- та шеститактних операторів T_3 є

$$T_3 = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{vmatrix}; \quad T_6 = \begin{vmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (13)$$

Процес формування вихідних сигналів джерел вказаних типів за допомогою оператора T_6 у відповідності до (12) продемонстровано на рис. 5.

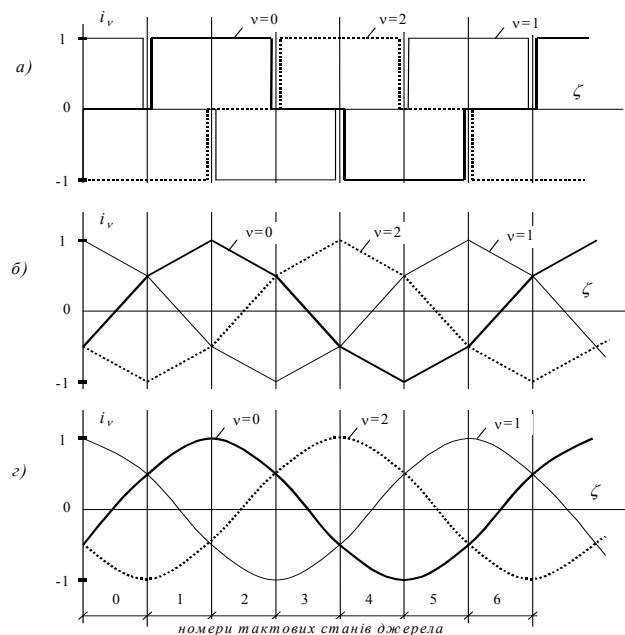


Рис.5 Формування вихідних сигналів джерел типів а), б) та в) за допомогою оператора T_6

ВЛАСТИВОСТІ ОПЕРАТОРІВ T

Простим вичисленням легко показати, що $\Delta T = I$ і $T^{-1} = T^*$, – отже ці оператори є унітарними. Секулярне рівняння для матриці T_3 записується як $\lambda^3 - I = 0$, а відтак її власними значеннями є $\lambda_0 = I$; $\lambda_1 = a$; $\lambda_2 = a^{-1}$. Те ж рівняння для матриці T_6 записується як $\lambda^3 + I = 0$, тобто її власні значення $\lambda_0 = -I$; $\lambda_1 = b$; $\lambda_2 = b^{-1}$, де $b = \exp(j\pi/3)$. В системах координат власних напрямків матриці цих операторів мають вигляд

$$T_3' = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & a & 0 \\ 0 & 0 & a^{-1} \end{vmatrix}; \quad T_6' = \begin{vmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & b & 0 \\ 0 & 0 & b^{-1} \end{vmatrix}. \quad (14)$$

На основі (14) легко встановити, що $T_3^2 = T_3^{-1} = T_3^*$; $T_3^3 = T_3^{-3} = E$; $T_6^2 = T_6^{-4}$; $T_6^3 = T_6^{-3} = -E$; $T_6^6 = T_6^{-6} = E$.

Афікси степенів матриць T показано на рис. 6.

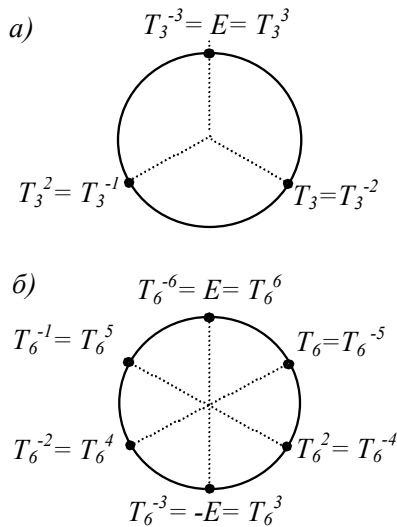


Рис.6 Афікси степенів матриць T : а) – T_3 ; б) – T_6

Доведемо, що оператори T не змінюють метрики електричного простору симетричного ЕМП, що описується матрицею z , яка характеризується специфічною симетрією, яку називають *круговою* [2], (це легко довести на основі першої теореми Yao-Nan-Yu)

$$z = \begin{vmatrix} z_0 & z_1 & z_2 \\ z_2 & z_0 & z_1 \\ z_1 & z_2 & z_0 \end{vmatrix}. \quad (15)$$

Кожний рядок матриці z формується з елементів попереднього шляхом перестановки останнього елемента на місце першого і зсувом усіх інших його елементів на одну позицію праворуч. Також, – кожен наступний стовпець матриці z формується з елементів попереднього шляхом перестановки останнього його елемента на місце першого і зсувом усіх інших його елементів на одну позицію вниз.

Рівняння електричного руху ЕМП $u = z \times i$, де u – вектор прикладених напруг, а i – вектор струмів, на

основі (12) запишемо як

$$T^s \times u_0 = z \times T^s \times u_0, \text{ або } u_0 = T^{-s} \times z \times T^s \times u_0. \quad (16)$$

Легко показати, що

$$T^{-s} \times z \times T^s \equiv z, \quad (17)$$

тобто матриця метрики простору ЕМП на кожному з тактових станів системи “джерело – ЕМП” (ЕМС) не змінюється. Рівняння (16) свідчить, що маючи розв’язок рівняння усталеного електричного руху ЕМС на довільному тактовому стані, автоматично отримаємо розв’язок по всій координаті ζ динамічного функціонування системи.

Дія операторів T допускає дві інтерпретації. Перша, – кожному елементу матриці z із зміною такту вони відносять нові елементи вектора i (т.з. погляд *alibi*), а друга (*alias*) – одним і тим же елементом i вони дають новий опис матриці z , тобто вони є операторами перетворення координат на кожному з тактових станів системи. Такі системи координат, що циклічно повторюються, в [1] було визначено як *апокастатичні*.

ОПЕРАТОРИ S І РОЗВ’ЯЗОК АЛГЕБРАЇЧНИХ РІВНЯНЬ

Продемонструємо застосування операторів типу S для вирішення одного з трьох завдань алгебри – розв’язку алгебраїчних рівнянь.

Після зведення квадратного рівняння типу $ax^2 + bx + c = 0$ до його канонічної форми $x^2 + px + q = 0$ покладемо $\alpha = -p/2$ та $\beta = \sqrt{q^2 - (p/2)^2}$, тоді корені цього рівняння x_0 та x_1 визначаються як

$$\begin{vmatrix} x_0 \\ x_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & j \\ 1 & -j \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \alpha \\ \beta \end{vmatrix} = \sqrt{2} S_2 \times \begin{vmatrix} \alpha \\ \beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \alpha + j\beta \\ \alpha - j\beta \end{vmatrix}. \quad (18)$$

Після зведення кубічного рівняння $ax^3 + bx^2 + cx + d = 0$ до канонічної форми $J. Cardano x^3 + px + q = 0$, поклавши $\alpha = \sqrt[3]{-q/2 + \sqrt{D}}$; $\beta = \sqrt[3]{-q/2 - \sqrt{D}}$, де $D = (q/3)^3 + (q/2)^2$, отримаємо корені цього рівняння

$$\begin{vmatrix} x_0 \\ x_1 \\ x_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} \alpha \\ \alpha \\ \beta \end{vmatrix} = \sqrt{3} S_3 \times \begin{vmatrix} \alpha \\ \alpha \\ \beta \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \alpha + \beta \\ \alpha\alpha + \alpha^2\beta \\ \alpha^2\alpha + \alpha\beta \end{vmatrix}. \quad (19)$$

У (18) та (19): S_2 – це S оператор для $m=2$ -фазної системи; а S_3 – для трифазної за (2).

Подібним чином за допомогою оператора S_4

$$S_4 = \frac{1}{2} \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & j & -1 & -j \\ 1 & -1 & 1 & -j \\ 1 & -j & -1 & j \end{vmatrix}$$

можна записати і розв’язок рівняння 4-го степеня як за схемами Декарта-Ейлера, так і Феррарі.

Цей збіг не формальний, а пояснюється ізоморфізмом алгебраїчних просторів симетричного ЕМП та замкнутих полів Галуа, ізоморфних полям розкладу багаточлена $x^q - x$. Ще цікавішим є зв'язок показників симетрії з характеристиками полів та кілець Галуа [8], але аналіз цих зв'язків виходить за межі теми викладу¹⁾.

ВИСНОВКИ

1. Виявлені при розгляді ознаки симетрії операторів обмежують кількість можливих варіантів антропогенних структур, якими є ЕМП та ЕМС [11], а також кількість можливих варіантів їхнього динамічного функціонування.

2. Усі оператори перетворення координатних систем (крім A) є операторами симетрії типу поворот (що для замкнутих геометричних просторів можна трактувати як і трансляція) певного порядку.

3. Установлений факт, що оператор A як добуток двох операторів симетрії S та C (навіть у симетризованому вигляді його запису (11)) не є оператором симетрії, автор ще не може пояснити, а тільки висуває припущення, що він є проявом дії принципу дисиметризації складних структур П.Кюрі.

4. Амфіболізм операторів тактових станів джерел живлення ЕМП (або їхніх драйверів) T дозволяє розглядати їх як операторів просторової симетрії по координаті функціонування системи типу "поворот" (або "трансляція"), які не змінюють метрику електричного простору ЕМП.

5. Прагматичний наслідок попереднього висновку полягає в доцільності застосування специфічних систем координат (апокастатичних), особливо дієвих

¹⁾Примітка. Якщо в класичній фізиці комплексні числа є лише технічним засобом запису двох незалежних розв'язків диференційних рівнянь із дійсними коефіцієнтами, де уявна одиниця j не дозволяє цим розв'язкам змішатися, то у квантовій механіці j є коефіцієнтом у диференційних рівняннях, унаслідок чого і породжуються ефекти квантування енергетичних рівнів системи, а дійсна та уявна частини розв'язків виявляються пов'язаними між собою нетривіальним чином. Більше того, у квантовій механіці комплексне число $z = x + jy$ трактується як оператор спеціального типу – афінор $z = \begin{vmatrix} x & y \\ -y & x \end{vmatrix}$, а добуток двох

комплексів як $\begin{vmatrix} x & y \\ -y & x \end{vmatrix} \times \begin{vmatrix} u & v \\ -v & u \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} xu - yv & yv + ux \\ yv + ux & xu - yv \end{vmatrix}$. Як

би подібним чином електромеханіка трактували поняття повної потужності, то тим самим була би вирішена невичерпана суперечка: "Що ж таке реактивна потужність?" [9].

На езотеричність комплексних чисел першим указав, мабуть, *G.Leibniz* [10]: - *Комплексні числа це прекрасний і чудовий прихисток божественного духу, майже що амфібія буття та небуття*. З повним правом цю характеристику ми можемо віднести і до операторів, що їх тут розглянуто.

у випадку їхнього використання для аналізу режимів роботи ЕМП, керованого драйвером дискретного типу, що дозволяє визначати характер функціонування ЕМП за його поведінкою на одному з довільних тактових станів системи.

Якщо доповнити 36-ти поліедру структуру вземозв'язків систем координат власне ЕМП показниками симетрії їхніх джерел живлення (поворот порядку 6), то загальний показник симетрії такої ЕМС буде становити $36 \times 6 = 6^3$ - число, яке Піфагор [12] (автор самого поняття симетрії та її словесної дефініції) прийняв за еталон ідеальної симетрії.

Пояснення виявлених властивостей симетрії операторів ЕМП їхнім ізоморфізмом полям розкладу багаточлена $x^q - x$ не є повним, бо вони також є наслідком успадкування генетичної інформації первинних джерел поля [11], геометричним прапримітивом яких є дві точки замкнутого простору, зміщених на чверть його довжини, енергетичний стан яких описується двома хвильовими функціями, зміщеними в часі на 1/4 періоду, тобто оператором $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{vmatrix} 1 & j \\ j & 1 \end{vmatrix}$, показник симетрії якого $n=8$ (бо $\lambda_{0,1} = \exp(\pm j\pi/4)$).

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Завгородній В.Д. Езотеризм координатних систем теоретичної електромеханіки // Електротехніка і електромеханіка, 2002, № 3. – С. 76 – 79.
- [2] Уайт Д., Вудсон Г. Электромеханическое преобразование энергии. – М. – Л.: Энергия, 1964. – 528 с.
- [3] E.Fermi. Notes on Quantum Mechanics. Рус. пер. Квантовая механика. – М.: Мир, 1965. – 367 с.
- [4] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике. – М.: Наука, 1973. – 832 с.
- [5] Важнов А.И. Переходные процессы в машинах переменного тока. – Л.: Энергия, 1980 – 256 с.
- [6] Крон Г. Тензорный анализ сетей. – М.: Сов. радио, 1978. – 720 с.
- [7] Завгородній В.Д. Узагальнена математична модель драйверів трифазних електронно керованих двигунів у різних системах координат. // Віс. ХНТУ "ХП", 2001, №17. – С. 65-69.
- [8] Завгородній В. Основы анализа симметричных структур обмоток электрических машин // Proc. of 3rd Inter. Scient. and Tech. Conf. on Unconventional Electromechanical and Electrical Systems, vol. 2. Szczecin, 1997. – P. 507 - 518.
- [9] Сегада М.С. Электричні мережі та системи. – Львів: Каменярь, 1999. – 296 с.
- [10] Математическая энциклопедия. Том 2. – М.: Сов. Энциклопедия, 1979. – 1104 с.
- [11] Шинкаренко В.Ф. Основы теории эволюции электромеханических систем. – К.: Наук. думка, 2002. – 283 с.
- [12] Піфагор. Золотий канон. Фигуры эзотеризма. - М.: ЭКСМО-Пресс, 2001. - 448 с.

Надійшла 6.09.2003

ОБ ИЗМЕРЕНИИ МАГНИТНОЙ АНИЗОТРОПИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ КОМБИНИРОВАННОГО МАГНИТА

Кравченко А.И., к.т.н., Бовда А.М.

Национальный научный центр "Харьковский физико-технический институт", НПФ "Полус-Н"
тел. (0572) 26-40-25, E-mail: alex@krawa.net

Предлагается метод измерения анизотропии закритического магнетика по измерению значения коэффициента влияния k закритических магнитов на помещённый между ними докритический магнит. Для реализации метода требуется разработка математической модели зависимости k от свойств магнитов, входящих в комбинированный магнит.

Предлагается метод измерения анизотропии закритического магнетика по измерению значения коэффициента влияния k закритических магнитов на помещённый между ними докритический магнит. Для реализации метода требуется разработка математической модели зависимости k от свойств магнитов, входящих в комбинированный магнит.

Интерес к измерениям магнитной анизотропии возрастает в связи с развитием сложных магнитных систем, таких как магниты Хальбаха, в которых используются высокоанизотропные магниты [1-3]. Измерение магнитной анизотропии является более трудной задачей, нежели измерение основных магнитных характеристик магнетиков (остаточной магнитной индукция B_r , коэрцитивной силы по индукции H_{CB} , коэрцитивной силы по намагниченности H_{CM} , магнитной энергии W) [4-12]. Прежде всего, это относится к закритическим редкоземельным магнетикам, таким как Sm-Co, Nd-Fe-B, Pr-Fe-B и др. Обладая высокой коэрцитивной силой, они характеризуются и весьма высокими значениями поля анизотропии H_a , на 1...2 порядка превышающими коэрцитивную силу, табл. 1 (значения характеристик зависят от технологии изготовления).

Таблица 1

Магнитные характеристики некоторых магнетиков
(при комнатной температуре) [3, 13-20]

Материал	H_{CB} , кЭ (кА/м)	H_a , кЭ (кА/м)
Sm-Co	7...40 (500...3200)	≈ 300 (≈ 24000)
Nd-Fe-B	7...30 (500...2400)	≈ 80 (≈ 6400)
Pr-Fe-B	20...>28 (1600...>2200)	-
Al-Ni-Co-Fe	≈ 1 (≈ 100)	≈ 10 (≈ 1000)

Не существует прямых методов измерения магнитной анизотропии. В косвенных методах регистрируются: вращающий механический момент, действующий на образец в магнитном поле; угол поворота плоскости поляризации света или электрический сигнал, пропорциональный какой-либо компоненте вектора намагниченности или тензора магнитной восприимчивости; частота ферромагнитного резонанса или резонансное магнитное поле; напряжённость и ориентация магнитного поля фазового перехода; эдс Холла и др. Эти методы не являются технически простыми, а вычисление характеристик магнитной анизотропии в каждом из них основано на применении соответствующей математической модели.

В связи с этим, представляет интерес рассмотрение возможного метода измерения анизотропии закритического магнетика с применением комбинированного магнита, в котором докритический магнит с известными свойствами помещён между двумя закритическими магнитами. (О комбинированных магнитах см. [21]).

В работе [22] для оценки влияния двух закритических магнитов на помещённый между ними докритический магнит введен коэффициент влияния $k = (\Phi - 2\Phi_1)/\Phi_0$, где Φ , Φ_1 и Φ_0 – магнитные потоки, соответственно, сборки, одного внешнего закритического магнита и свободного (вне сборки) докритического магнита. На примере сборки Nd-Fe-B/Al-Ni-Co-Fe/Nd-Fe-B экспериментально показано, что k зависит как от размеров магнитов, так и от доли η закритических магнитов в сборке.

В предположении, что при заданных размерах сборки и заданной доле η значение k зависит как от B_r , H_{CB} , H_{CM} , W , так и от H_a входящих в сборку магнитов, может быть предпринят поиск математического описания зависимости

$$k = k(B_{r-1}, H_{CB-1}, H_{CM-1}, W_1, H_{a-1}, B_{r-0}, H_{CB-0}, H_{CM-0}, W_0, H_{a-0}), \quad (1)$$

где индексы 0 и 1 относятся к до- и закритическому магниту соответственно (вместо H_a могут использоваться и другие характеристики магнитной анизотропии, например, константы анизотропии).

Нахождение зависимости (1) позволит вычислять искомое значение поля анизотропии H_{a-1} закритического магнита по экспериментальным значениям B_{r-1} , H_{CB-1} , H_{CM-1} , W_1 , B_{r-0} , H_{CB-0} , H_{CM-0} , W_0 , H_{a-0} и k , которые могут быть измерены без особых затруднений. В качестве внутреннего магнита в сборке может быть использован докритический магнит на основе сплава Al-Ni-Co-Fe, имеющий невысокое значение поля анизотропии H_{a-0} . Для Al-Ni-Co-Fe-магнита и редкоземельных магнитов $H_{CB-0} \ll H_{CB-1}$ и $H_{a-0} \ll H_{a-1}$ (табл. 1), и эти соотношения могут быть использованы в качестве упрощающих допущений при разработке математического описания зависимости (1).

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Record-breaking magnet has five-tesla field // CERN Courier. April 2002. <http://www.cerncourier.com/main/article/42/3/5> (См.: Ширшов Л. Постоянный магнит – рекордсмен // Наука и жизнь, 2002. N.6. - С.141).
- [2] Zhu Z.Q., Xia Z.P., Atallah K., Jewell G.W., Howe D. Powder alignment system for anisotropic bonded NdFeB Halbach cylinders // IEEE Trans. Magn. 2000. V.36. N.5. Pt.1. P.3349-3353.
- [3] Coey J.M.D., Cugat O. Construction and evaluation of permanent magnet variable flux sources // Proc. 13th Int. workshop on RE magnets and their applications. 1994. P.41-55. (См. ссылку [4]: Halbach K.- Proc. 8th Int. workshop on RE magnets and their applications.- Dayton. Ohio. 1985.- P.123).
- [4] Тарасенко В.В. Анизотропия магнитная. - В кн.: Физика твёрдого тела. Энциклопедический словарь. Под ред. Барьяхтара В.Г. Т. 1. - Киев. Наукова думка. 1996. - С.54-55.
- [5] Вонсовский С.В. Магнитная анизотропия. - В кн.: Физический энциклопедический словарь. Под ред. Прохорова А.М. - М.: Сов. энциклопедия, 1983. - 928 с. - С. 363.
- [6] Вонсовский С.В., Шур Я.С. Ферромагнетизм. - М., Л.: ОГИЗ, 1948.- 816 с.
- [7] Тикадзуми С. Физика ферромагнетизма. Магнитные характеристики и практические применения.- М.: Мир. 1987.- 419 с.
- [8] Мишин Д.Д. Магнитные материалы.- М.: Высшая школа. 1991. - 384 с.
- [9] Антонов Л.И., Лисовский Ф.В. Анизометр магнитный. В кн.: Физика твёрдого тела. Энциклопедический словарь. Под ред. Барьяхтара В.Г. Т. 1. - Киев. Наукова думка. 1996. - С. 53.
- [10] Пузей И.М. Анизометр магнитный. - В кн.: Физический энциклопедический словарь. Под ред. Прохорова А.М. - М.: Сов. энциклопедия, 1983. - 928 с. - С. 22-23.
- [11] Чечерников В.И. Магнитные измерения.- М.: Изд-во московского ун-та. 1963. - 486 с.
- [12] Технология тонких плёнок. Справочник. Под ред. Майссела Л., Глэнга Р. - Т.2.- М.: Советское радио. 1977. - 768 с. [Handbook of Thin Film Technology. Edited by L.I.Maisser and R.Glang.-McGraw Hill Book Comp., N. Y. 1970] (См. Гл. 17. М. S. Cohen. Ферромагнитные свойства плёнок. - С. 477-577).
- [13] Постоянные магниты: Справочник / Альтман А.Б., Герберг А.Н., Гладышев П.А. и др. Под ред. Пятина Ю.М. - 2-е изд. - М.: Энергия. 1980. - 488 с.
- [14] Несбитт Е., Верник Дж. Постоянные магниты на основе редкоземельных элементов. - М. Мир. 1977. -168 с.
- [15] Справочник по электротехническим материалам / Под ред. Корицкого Ю.В., Пасынкова В.В., Тареева Б.М. - Т.3. - 3-е изд. - Л.: Энергоатомиздат. Ленинградское отд. 1988. - 728 с.
- [16] Liu J.F., Ding Y., Zhang Y., Dimitar D., Zhang F., Hadjipanayis G.C. New rare-earth permanent magnets an intrinsic coercivity of 10 kOe at 500 °C // J. Appl. Phys. 1999. V.85. N.8. Pt.B. P.5660-5662.
- [17] Tang W., Zhang Y., Hadjipanayis G.C. Sm(Co, Fe, Cu, Zr)_z magnets fabricated by simple processing // Appl. Phys. Lett. 2000. V.77. N.3. P. 421-422.
- [18] Савченко А.Г., Менушенков В.П. Редкоземельные постоянные магниты: принципиальные основы разработки и технология производства. В сб.: Российско-японский семинар «Материаловедение и металлургия. Перспективные технологии и оборудование» - М.: МГИУ, 2003. - 380 с. - С.125-157. (См. ссылки: [39] Buschow K.H.J.-Rep. Prog. Phys.1991. V.54. P.1124; [52] Vial F., Rozendaal E., Sagawa M.- Proc. 15th Int. workshop on RE magnets and their applications. Dresden. Germany. 1994. P.401-410.).
- [19] Faria R.N., Yin X.J., Abell J.S., Harris I.R. Microstructural and magnetic studies of Pr-Fe-B-Cu HD sintered magnets. // J. of magnetism and magnetic materials. 1994. V.129. P.263-270.
- [20] Гундеров Д.В., Низамутдинов А.М., Валеев К.А., Столяров В.В. Сплавы PrFeB в исходном состоянии и подвергнутые интенсивной пластической деформации кручением. // Вест. Башк. ун-та.1998. N. 2. С.30. (Реферат 01.02-18с.103).
- [21] Кравченко А.И., Бовда А.М. Комбинированные постоянные магниты: расширение классификации постоянных магнитов. // Электротехника и электромеханика. - 2003. - №.3. - С.
- [22] Bovda A.M., Kravchenko A.I. Magnetic flux of combined Al-Ni-Co-Fe/ Nd-Fe-B magnet // Functional materials, 2003. 10. N.2. P.354-356.

Поступила 13.09.2003

ОБ ОШИБКАХ, ДОПУЩЕННЫХ ПРИ ПОСТАНОВКЕ ПРОБЛЕМЫ "ВЫБОРА УСЛОВНО ПОЛОЖИТЕЛЬНЫХ НАПРАВЛЕНИЙ"

Кузьмин В.В., д.т.н., проф., Шпатенко Т.В., к.т.н.
НИИ "Электротяжмаш"
Украина, 61055, Харьков, пр-т Московский, 299
тел. (0572) 95-66-47, E-mail: vvq@ukr.net

Виконано аналіз причин та шляхів виходу з кризової ситуації, в яку зійшла проблема „вибору умовно позитивних напрямків” в теорії електричних машин. Показано, що вона опинилася неспроможною до розв’язання з причини похибності самого її формування. Обґрунтована фізична змістовність та математична коректність нового методичного підходу, який дає єдине можливе рішення в галузі побудування схем заміщення та векторних діаграм трансформаторів та інших типів електричних машин.

Выполнен анализ причин и путей выхода из кризисного состояния, в которое зашла проблема "выбора условно положительных направлений" в теории электрических машин. Показано, что она оказалась неразрешимой по причине ошибочности самой ее постановки. Обоснована физическая содержательность и математическая корректность нового методического подхода, дающего единственное решение в области построения схем замещения и векторных диаграмм электрических машин.

ВВЕДЕНИЕ

Проблема выбора "условно положительных направлений" (УПН) в схемах замещения однофазного трансформатора и других типов электрических машин (ЭМ) продолжает служить предметом дискуссий и причиной разнобоя в изложении теоретических основ ЭМ. В десятках публикаций, посвященных этой проблеме, указывалось, что такое явно ненормальное положение наносит вред не только инженерной практике, но и процессу подготовки специалистов в высшей школе. Выполненный нами системный анализ [1] показал, что сложившаяся ситуация является следствием напластования ряда принципиальных ошибок, физических неточностей и математических некорректностей, допущенных в курсах ТОЭ и теории ЭМ. Предложенное там же однозначное и физически содержательное решение проблемы построения схем замещения и векторных диаграмм ЭМ до сих пор не реализуется в инженерной и учебной практике, несмотря на то, что оно является единственным решением, выдерживающим проверку инвариантным энергетическим критерием [2].

Да, внедрение нового методического подхода по [1] не удовлетворяет "критерию консервативности" А.В.Нетушила [3], ибо требует ломки ряда ошибочных представлений, укоренившихся в ТОЭ и теории ЭМ, но другого пути выхода из кризиса нет.

Целью настоящей статьи является вскрытие глубинных причин, породивших "проблему выбора УПН" в схемах замещения ЭМ, специфика которых заключается в том, что, несмотря на элементарность топологии контуров электрической схемы, они содержат источники переменной э.д.с. и осуществляют преобразование или передачу значительных потоков энергии (мощности).

К АНАЛИЗУ ЦЕПЕЙ С ЭМ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В связи с тем, что корни проблемы уходят в первоначальные разделы ТОЭ, посвященные анализу цепей постоянного тока, необходимо четко обозна-

чить базовые законы теории электричества, на которых со всей надлежащей строгостью будут построены последующие исследования.

Основным из них является дифференциальная форма обобщенного закона Ома для проводника [4, стр.180]

$$j = \lambda (E_k + E_c), \quad (1)$$

где j - плотность тока в проводнике; λ - удельная проводимость; E_k, E_c - напряженность электрического поля от действия кулоновских и сторонних сил соответственно.

Немаловажно внести ясность в вопрос, который обычно упускается из виду "а в каком геометрическом пространстве определены полевые векторы j, E_k и E_c ". Для квазилинейного тока они определены в каждой точке "нити тока" в одномерной координатной системе с реперным ортом e_{12} , направленным по касательной к нити тока (рис.1), изображение которой совпадает с формой проводника 1-2. При этом необходимо отметить, что направление j зависит от соотношения E_k и E_c :

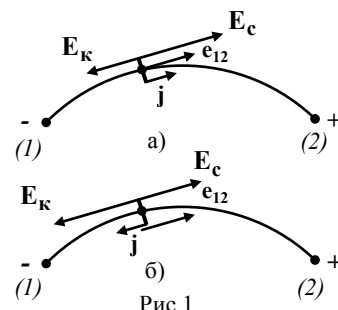


Рис.1

при $|E_c| > |E_k|$ (генерирование)

$$(E_c \wedge j) = 0, \quad (2)$$

а при $|E_c| < |E_k|$ (потребление)

$$(E_c \wedge j) = \pi, \quad (3)$$

причем эти соотношения инвариантны к выбору УПН орта e_{12} . В режиме холостого хода ($j = 0$) результирующая напряженность поля в проводнике повсеместно равна нулю

$$E_k + E_c = 0, \quad (4)$$

что равносильно следующим соотношениям

$$E_k = -E_c, \quad (E_k \wedge E_c) = \pi. \quad (5)$$

Вторым базовым соотношением, представляющим собой интегральную форму закона (1), является [4]

$$IR_{12} = U_{12} + E_{12}, \quad (6)$$

где I, R_{12}, U_{12} и E_{12} - параметры ветви "1-2".

Цитируем из [4, стр.181] "...произведение силы тока на сопротивление произвольного участка проводника равно сумме напряжения и сторонней э.д.с., приложенных к этому участку".

Если бы в дальнейшем авторы ТОЭ строго следовали этому правилу в приложении к каждой ветви электрических цепей с учетом того, что и ток I должен быть индексирован в том же едином для этой ветви УПН интегрирования (от точки "1" к точке "2"), то не возникло бы никаких проблем. Другими словами соотношение (6) следует использовать в более корректной форме

$$I_{12}R_{12} = U_{12} + E_{12}. \quad (7)$$

Оно справедливо независимо от того, какие концы ветви маркированы индексами "1" и "2" (или, что тождественно – в каком направлении ведется интегрирование вдоль нити тока).

Грубыми ошибками, которые традиционно допускаются при последующем изложении ТОЭ является то, что

-при трансформации локальных векторных соотношений (1)-(5) в интегральные скалярные параметры ветви последние незаконно представляются только в подклассе положительных действительных чисел;

-уравнение (7), справедливое для любой единичной ветви, распространяется на замкнутый контур.

Для аргументации перечисленного рассмотрим конкретные примеры ветвей и контуров.

Даже не вводя УПН для интегрирования, из (6) неизбежно следует, что при х.х. ветви с источником э.д.с. ($I = 0$) оно вырождается в

$$U_{12} + E_{12} = 0, \quad (8)$$

которое в соответствии с положениями теории действительных чисел означает, что U_{12} и E_{12} - суть числа противоположные [5], т.е.

$$U_{12} = -E_{12}, \quad (9)$$

а отнюдь не равные, как это ошибочно принято считать повсеместно.

Это утверждение, шокирующее многих консерваторов, имеет весьма простое и физически содержательное истолкование: если в режиме х.х. во всех точках нити тока напряженности поля E_k и E_c скомпенсированы локально согласно (5), то эта же компенсация должна наблюдаться и в интегральном представлении в формуле (8).

И если мы вынуждены по традиции (по сообра-

жениям приборной реализации измерений [1]) считать напряжение U_{12} на зажимах ветви величиной положительной, то внутренняя э.д.с. E_{12} – суть величина отрицательная.

До сих пор этому непреложному факту не уделялось должного внимания, ибо, как верно отмечено в [6], э.д.с. – есть физическая величина, которую нельзя измерить или наблюдать на экране осциллографа. Но попытки заменить э.д.с. напряжением холостого хода, равно как и неоднократные предложения вводить вместо падения напряжения противо-э.д.с. не выдерживают никакой критики, ибо они ведут к искажению физической картины передачи энергии внутри и вне контура [2], о чем речь пойдет ниже.

В элементарной ветви постоянного тока отрицательные значения могут принимать также величины тока I и мощности P , что часто вызывало недоумение даже у авторов фундаментальных учебников [7,стр.148], которые в этой связи предпринимали физически необоснованные попытки изменять УПН тока или напряжения при связывании ветвей в контур. Мы здесь намеренно временно воздерживаемся от воспроизведения таких контуров с множеством одиозных "стрелок", ибо совершенно независимо от выбора УПН существуют следующие инвариантные зависимости между знаками параметров рассматриваемой ветви постоянного тока:

$$\text{sign}E = -\text{sign}U, \quad (10)$$

$$\text{sign}I = \text{sign}E \text{ при } |E| > |U|, \quad (11)$$

$$\text{sign}I = -\text{sign}E \text{ при } |E| < |U|, \quad (12)$$

что совпадает с аналогичной направленностью исходных векторов по (2)-(5).

Отсюда также инвариантно следуют физически содержательные знаки потоков мощности [2]:

при $|E| > |U|$ - процесс генерирования энергии ветвью,

$$\text{sign}(P_E) = \text{sign}(E) \cdot \text{sign}(I) > 0$$

(поступление энергии от стороннего источника);

$$\text{sign}(P_U) = \text{sign}(U) \cdot \text{sign}(I) < 0 \quad (13)$$

(отдача в соседнюю ветвь по проводникам)

при $|E| < |U|$ - процесс потребления энергии ветвью,

$$\text{sign}(P_U) = \text{sign}(U) \cdot \text{sign}(I) > 0$$

(потребление из соседней ветви)

$$\text{sign}(P_E) = \text{sign}(E) \cdot \text{sign}(I) < 0 \quad (14)$$

(отдача в соседний контур или преобразование в механическую энергию)

Как уже отмечалось, отдавая дань традиции, мы вынуждены считать УПН напряжения (от "+" к "-", что, впрочем, реализовано в направлениях E_k и E_c на рис.1 исходя из УПН силы, принятой в законе Кулона). Для этого обход нити тока (рис.1) следует совершать в направлении от точки "2" к точке "1", т.е. в направлении, обратном единичному орту e_{12} , изображенному на этом рисунке

$$dl = -dl e_{12} = dl e_{21}. \quad (15)$$

В результате интегрирования мы получим следующие знаки параметров ветви

$$U_{21} = U > 0; E_{21} = E < 0,$$

$$I_{21} < 0 \text{ при } |E| > |U| \text{ и } I_{21} > 0 \text{ при } |E| < |U|. \quad (16)$$

Качественная картина распределения значений этих параметров на оси действительных чисел представлена на рис.2.

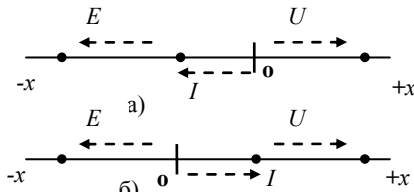


Рис.2

Прежде чем перейти к рассмотрению процедуры связывания ветвей в контур, отметим, что для одиночной ветви с источником э.д.с. E и внутренним сопротивлением r_{21} , включенной на сеть бесконечной мощности $U = const$, когда значение сопротивления нагрузки R становится неопределенным, на базе соотношения (7) однозначно определяется значение и знак тока в ветви

$$I_{21} = \frac{U_{21} + E_{21}}{r_{21}}. \quad (17)$$

Для сравнения рассмотрим пассивную ветвь (без источника э.д.с.), включенную на тоже напряжение U и имеющую внутреннее сопротивление R . Очевидно, что здесь мы имеем частный случай активной ветви при $E = 0$ и $r = R$, когда на основе (14),(16) и (17) имеем

$$I_{21}^* = \frac{U_{21}}{R} = \frac{U}{R} > 0$$

$$P_E = 0; P_U > 0, \quad (18)$$

в которых, казалось бы, ничего необычного нет. Но это далеко не так, ибо при связывании активной и пассивной ветвей в элементарный контур как раз и возникают серьезные затруднения, вызвавшие в свое время вторую принципиальную ошибку.

Дело в том, что при единственно физически осмысленном варианте сопряжения рассматриваемых ветвей по общему напряжению на зажимах "2"- "1"

$$U_{21} = U_{21}^* = U \quad (19)$$

токи на границах ветвей испытывают явление "реверса",

$$I_{21} = -I_{21}^*, \quad (20)$$

которое в свое время было неверно истолковано, признано ошибочным, что в результате привело к тем нестыковкам и противоречиям, которые наблюдаются в современной теории ЭМ, да и в ряде положений ТОЭ.

Остановимся более детально на этом важном моменте. "Камнем преткновения" здесь является то, что в первом законе Кирхгофа [4] узлом считается место сопряжения трех и более ветвей, а здесь мы имеем как минимум - две. Обратимся к типичной схеме с тремя ветвями по [7, стр.148], изображенной на рис.3.

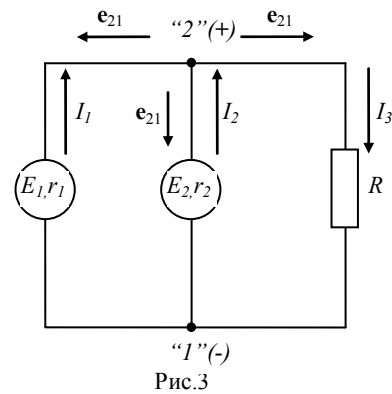


Рис.3

Составим уравнение токов с учетом правила определения их знаков по первому закону Кирхгофа

$$-I_1 - I_2 + I_3 = 0. \quad (21)$$

При переходе второй активной ветви в режим х.х. I_2 обращается в нуль, а узел "2"- в стык двух ветвей, для которого из (21) следует, что

$$I_1 = I_3. \quad (22)$$

Подставляя в последнее соотношение значения токов в системе координат с ортом e_{21}

$$I_1 = -I_{21}; I_3 = I_{21}^*$$

получим соотношение,

$$-I_{21} = I_{21}^*,$$

тождественно равно (20), что и требовалось доказать.

Что же касается выбора УПН в рассматриваемой схеме, то после выбора УПН напряжения U никакой свободы выбора не остается. Оно едино для всех ветвей (орт e_{21}), автоматически выполняется для напряжения, а для токов должно удовлетворять законному и универсальному правилу "...для всех проводников, соприкасающихся в (узле), положительное направление тока должно быть, конечно, выбрано одинаковым образом, т.е. совпадающим либо с направлением (к узлу), либо с направлением от (него)." [8, стр.175].

Нет и не может быть УПН, выбранных отдельно для тока, напряжения или э.д.с.. Это - абсурд, ибо нигде в физике параметры процесса не рассматриваются в собственных системах координат по каждому параметру в отдельности. Поэтому все "стрелочки", изображенные на рис.3 и подобных схемах в ТОЭ и теории ЭМ, представляют собой попытку изобразить реальные направления параметров, что не всегда удается даже в цепях постоянного тока (для тока в ветвях с регулируемой э.д.с.), и совершенно неприемлемо для анализа цепей переменного тока, рассматриваемого класса (двухузловые многопараллельные цепи) где в крайнем случае, можно использовать "двунаправленные" стрелочки.

Отдельного рассмотрения заслуживает неправомерность общепринятой процедуры анализа процессов в контуре постоянного тока с круговым обходом его, при котором нарушается соотношение (20).

Находя из (7) значения напряжений для активной и пассивной ветвей контура и приравнивая их сумму нулю, получаем (обходя контур по часовой стрелке,

т.е. против I_{21} и по I_{21}^*)

$$E_{21} - I_{21}r + I_{21}^*R = 0,$$

что в соответствии с принятыми правилами означает

$$\sum_k E_k + \sum_k I_k R_k = 0. \quad (23)$$

Этот результат принципиально расходится с классической формулировкой второго закона Кирхгофа

$$\sum_k E_k = \sum_k I_k R_k, \quad (24)$$

ибо повышение потенциала и падение напряжения (потенциала) суть физические величины противоположного знака, равно как U и E в формуле (9), которая представляет собой частный случай соотношения (23) при $R \rightarrow \infty$.

Так как в инженерной практике расчета цепей постоянного тока обе эти величины (э.д.с. и падение напряжения) считаются положительными, в этой области ТОЭ существующие подходы могут быть сохранены (с некоторыми оговорками), но для расчетов цепей переменного тока, где явление реверса тока и мощности на зажимах ветвей имеет принципиальное значение, предпочтение должно отдаваться формулировке (23).

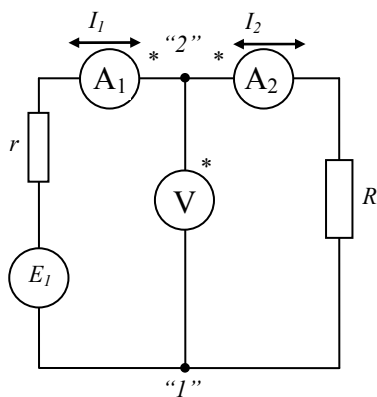


Рис.4

Единая система выбора УПН интегрированная (рис.3) имеет важное значение не только для теории, но и для практики организации электрических измерений. Строго говоря, подключение всех поляризованных приборов должно проводиться по схеме, изображенной на рис.4, т.е. одноименными клеммами "*" или "+" к узлу "2". Но это практически реализуемо лишь для измерительных приборов с симметричными пределами измерений (например, для шлейфов осциллографа). Во всех остальных случаях полярность включения амперметра A_1 приходится изменять во избежание "зашкаливания". Это относится и к ваттметрам того же класса [1].

Для того чтобы убедиться в правоте изложенных выше нетрадиционных положений, полезно снять осциллограмму перевода генератора постоянного тока в двигательный режим при работе на сеть. Характер такой осциллограммы приведен на рис.5.

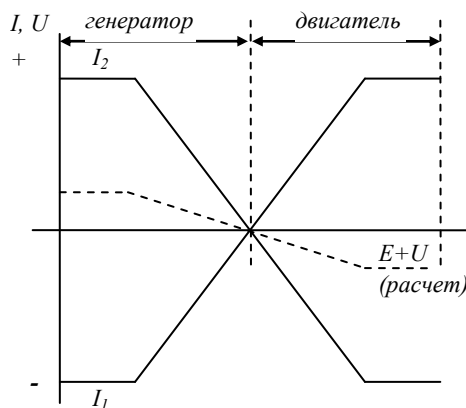


Рис.5

К АНАЛИЗУ ПРОЦЕССОВ В ЦЕПЯХ С ЭМ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА.

Изложенные в предыдущем разделе ошибочные положения еще более рельефно проявились при анализе цепей переменного тока с активными ветвями, содержащими регулируемые источники э.д.с., что, собственно и привело к возникновению противоречий при анализе схем замещения и построении векторных диаграмм трансформаторов и синхронных генераторов [1].

Здесь основной целевой функцией теоретических исследований является определение амплитудно-фазовых соотношений между интегральными параметрами ветвей, в которых осуществляется генерирование, трансформация, передача и потребление энергии на переменном токе. Но в отличие от ветвей с источниками и потребителями постоянного тока, где скалярные параметры E_k , U_k и I_k относились к классу действительных чисел, в аналогичных ветвях переменного тока \vec{E}_k , \vec{U}_k и \vec{I}_k принадлежат к классу векторов (хотя и "изображающих", что непринципиально).

Как и в предыдущем разделе, выбор УПН сводится исключительно к определению двух взаимосвязанных процедур:

- определение единого направления интегрирования (e_{21}) вдоль анализируемой нити тока;
- установление единого порядка включения измерительных приборов для экспериментального определения амплитудно-фазовых соотношений между параметрами каждой ветви.

Первая из них носит чисто теоретический характер и обычно сводится к тому, что в двумерном геометрическом пространстве с положительной полуосью, на которую проецируются элементы векторной диаграммы (она обычно расположена вертикально и обозначается ON [4]) совмещается вектор напряжения \vec{U} на концах ветви. Это означает только лишь то, что в рассматриваемый момент времени мгновенное значение U по направлению совпадает с направлением e_{21} и равно амплитудному значению.

Так как мгновенные значения параметров ветви непрерывно изменяются во времени, изображение однонаправленных стрелок на любых схемах замещения ЭМ переменного тока не просто бессмысленно,

но и вредно в дидактическом плане. Эти "стрелочки" никоим образом не заменяют и не дополняют векторную диаграмму ветви, а только затемняют и искажают сущность физических процессов. Однонаправленными стрелками могут обозначаться только реперные орты e обхода ветвей.

Что касается постановки эксперимента, то здесь нет никакой разницы между цепями постоянного и переменного тока – шлейфы осциллографа нужно включать одноименными зажимами точно так же – как показано на рис.4.

Серьезной методологической ошибкой теории ЭМ является то, что она приступает к анализу сложных цепей (например, схемы замещения трансформатора), не уточнив принципы связывания ветвей в контур и контуров между собой. В результате теория такого элементарного устройства как однофазный двухобмоточный трансформатор стала ареной бесплодных споров и дискуссий, в которых одни авторы, проявляя научную беспринципность, соглашались с возможностью существования нескольких вариантов схем замещения и векторных диаграмм, а наиболее активные – требовали даже изменить знак в интегральном законе электромагнитной индукции [1].

На поверку оказывается, что новый методический подход, изложенный в [1] снимает все эти противоречия, вводя в рассмотрение единую и непротиворечивую векторную диаграмму, не требующую никаких изменений в фундаментальных законах электрофизики.

Обратимся в начале к рассмотрению элементарного контура, состоящего из двух активных ветвей $\{\vec{E}_1, Z_1\}$ и $\{\vec{E}_2, Z_2\}$ (рис.6), связанных контактным способом, т.е. условием

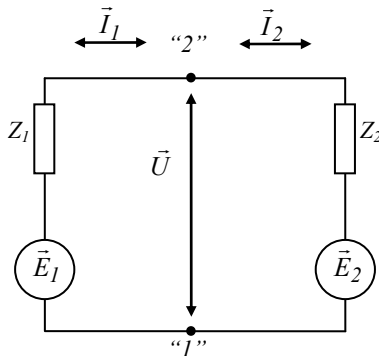


Рис.6

$$\vec{U}_1 = \vec{U}_2 = \vec{U}. \quad (25)$$

Для любой ветви справедливо соотношение

$$\vec{U}_k + \vec{E}_k = \vec{I}_k Z_k, \quad (26)$$

частным случаем, которого (при понижении частоты до нуля) является (7).

Рассмотрим случай, когда

$$|E_2| > |U|; |E_1| < |U|.$$

Тогда для каждой ветви получим соответственно векторные диаграммы рис.7а и рис.7б, при заданном токе в контуре

$$\vec{I}_1 = -\vec{I}_2, (\vec{U} \wedge \vec{I}_1) < \pi/2,$$

т.е. при индуктивной нагрузке.

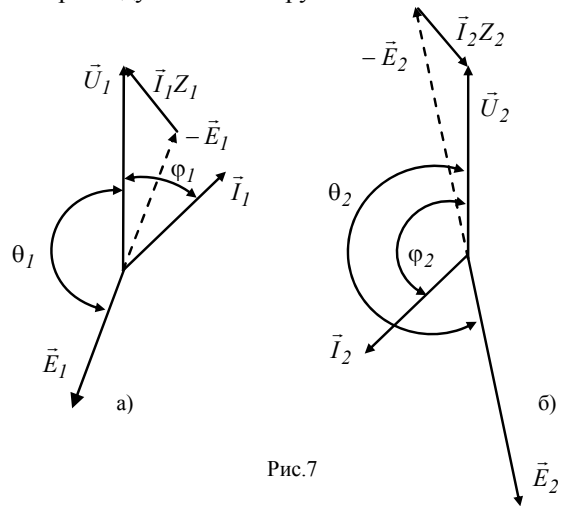


Рис.7

Построение каждой из диаграмм удобно вести по традиционному способу с учетом того, что согласно (26)

$$\vec{U}_k = -\vec{E}_k + \vec{I}_k Z_k \quad (27)$$

Диаграмма рис.7а соответствует режиму потребления ветвью 1 активной и реактивной мощности [2]:

$$P_{U_1} = U_1 I_1 \cos \varphi_1 > 0, \quad Q_{U_1} = U_1 I_1 \sin \varphi_1 > 0 \quad (28)$$

а также передаче энергии электромагнитным путем из контура

$$P_{E_1} = E_1 I_1 \cos(\varphi_1 + \theta_1) < 0. \quad (29)$$

Вторая ветвь (рис.7б) характеризуется выдачей активной и реактивной мощности

$$P_{U_2} < 0, \quad Q_{U_2} < 0, \quad (30)$$

а также поступлением энергии в ветвь (контур) за счет действия э.д.с. \vec{E}_2 .

$$P_{E_2} = E_2 I_2 \cos(\theta_2 - \varphi_2) > 0. \quad (31)$$

Далее, разъединив ветви, свяжем их электромагнитно (рис.8) с условием связи

$$\vec{E}_1 = \vec{E}_2 \quad (32)$$

и подключим к сети с напряжением \vec{U}_1 и \vec{U}_2 ($U_1 > U_2$).

В результате мы получим однофазный двухобмоточный трансформатор ("идеальный" при соблюдении равенства токов в ветвях) с коэффициентом трансформации $k=1$, работающий на индуктивную нагрузку, векторная диаграмма которого изображена на рис.9.

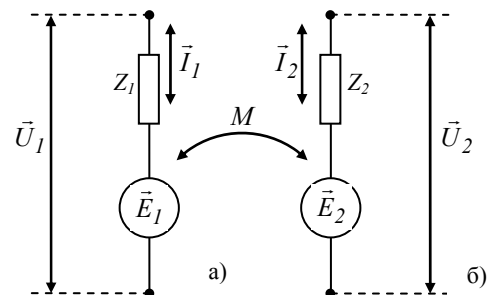


Рис.8

Эта диаграмма физически содержательна, устраняет все существующие противоречия и дает правильную картину потоков мощности как при работе на индуктивную (28)-(31), так и емкостную нагрузку [2].

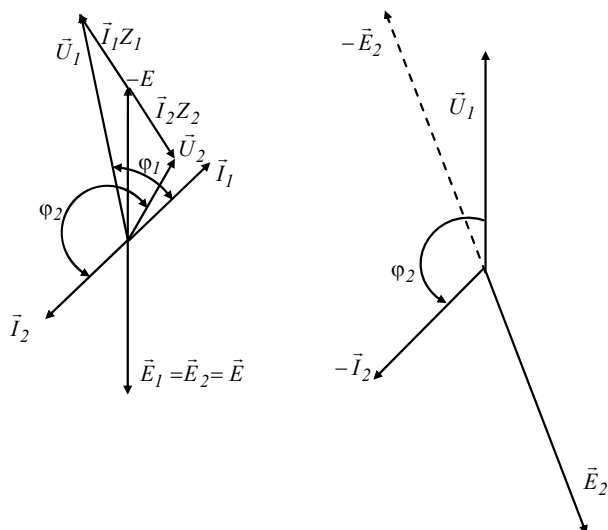


Рис.9

В заключение следует отметить, что схема рис.8 более физически содержательна, чем Т-образная чисто электрическая, ибо последняя неправомерно исключает из рассмотрения магнитную цепь ЭМ [1].

Примеры реализации рассмотренного подхода даны в [1].

ВЫВОДЫ

1. Проблема "выбора условно положительных направлений" оказалась неразрешимой и бесплодной в деле построения непротиворечивых схем замещения и векторных диаграмм электрических машин по причине ошибочности самого подхода, на котором она основана.

2. Осуществленный на заре становления теории электричества выбор УПН действия кулоновских сил, направления постоянного тока в нагрузке, а также полярности включения вольтметра не оставляет никакой свободы выбора УПН в цепях постоянного тока – интегрирование полевых векторов должно вестись в едином направлении для каждой ветви от клемм "+" к клеммам "-". При этом набор интегральных скалярных параметров всегда будет содержать как положительные, так и отрицательные значения. Если мы по традиции вынуждены считать напряжение на зажимах ветви положительным, то э.д.с. всегда будет иметь отрицательное значение.

3. Полученные в статье универсальные уравнения связи параметров состояния ветви на постоянном и переменном токе позволяют вести анализ режима работы ветви независимо от характера связи с другими ветвями.

4. Совмещение векторных диаграмм ветвей и связывание уравнений их состояния должно осуществляться:

- при контактном соединении – по общему базовому вектору напряжения на зажимах, обычно совмещаемому с положительной полуосью;

- при электромагнитной связи (трансформатор) – по общему базовому вектору э.д.с., совмещенному с отрицательной полуосью.

В последнем случае отпадает необходимость рассмотрения Т-образной схемы замещения, игнорирующей роль магнитопровода.

5. Действие первого закона Кирхгофа должно распространяться и на случай сопряжения в узле двух ветвей (из которых хотя бы одна активная). При этом получает наглядное объяснение явление "реверса тока" на клеммах сопрягаемых ветвей – токи источника и токи приемника всегда находятся в противофазе.

6. Изложенные в статье принципы доказывают физическую содержательность и математическую корректность нового методического подхода, снимают все противоречия и разногласия в рассмотренных разделах теории, и тем самым, подводят черту под затянувшейся бесплодной дискуссией.

7. Внесение соответствующих уточнений в научно-техническую и учебно-методическую литературу является насущным и неизбежным мероприятием.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В. О путях преодоления разнобоя и несогласованностей при построении схем замещения и векторных диаграмм электрических машин. //Вестник НТУ"ХПИ".-2002.-№12.
- [2] Кузьмин В.В., Сколотин В.В. К анализу вариантов векторных диаграмм однофазных трансформаторов при помощи инвариантных энергетических критериев. // Сб. трудов международной конференции "Проблемы автоматизированного электропривода".-Вестник НТУ"ХПИ".-2003.
- [3] Нетушил А.В. О системном подходе в преподавании электротехнических дисциплин. //Электричество.-№5.-1986.
- [4] Нейман Л.Р., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. М.-Л.: ГЭИ.-1959 т.1.
- [5] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике (пер. с англ.).-М: "Наука", 1970.
- [6] Антик И.В. О выборе условно положительных направлений напряжений и токов при анализе работы трансформаторов. //Электричество.-№1.-1985.
- [7] Важнов А.И. Электрические машины.-Л.:Энергия.-1969.
- [8] Тамм И.Е. Основы теории электричества. -М: "Наука", 1976, 616с.

Поступила 12.10.2003

МОДИФИКАЦИИ ДВУХПАРАМЕТРОВОГО КОНТАКТНОГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МЕТОДА

Себко В.П., д.т.н., проф., Титова Н.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра приборы и методы неразрушающего контроля
тел. (0572) 40-03-80, факс (0572) 40-06-02, E-mail: sebko@kpi.kharkov.ua.

Розглянуто модифікації контактної електромагнітної методу сумісного контролю відносної магнітної проникності і питомої електричної провідності, які дають можливість на практиці здійснювати по вимірним значенням магнітної проникності та питомої електричної провідності визначення таких фізико-механічних величин як прочність, твердість, температура, наявність домінуючих примісей в виробах та інші величини.

Рассмотрены модификации контактного электромагнитного метода совместного контроля относительной магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости, которые дают возможность на практике осуществлять по измеренным значениям магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости определение таких физико-механических величин как прочность, твердость, температура, наличие доминирующих примесей в изделиях и другие величины.

На данный период широкое развитие приобретают электромагнитные многопараметровые методы и устройства, позволяющие получить полную информацию об объекте контроля. В этом плане достаточно подробно изучены бесконтактные методы и средства для измерения магнитных, электрических и геометрических параметров цилиндрических и плоских изделий [1, 2]. Основным недостатком данных устройств является достаточно большая протяженность источника магнитного поля (соленоидальная катушка) и образца, помещаемого внутрь преобразователя. В этом плане важным достоинством обладает контактный электромагнитный метод, представляющий собой цилиндрический образец, по которому протекает продольный электрический ток [3]. Тем не менее, этот метод и реализующее его устройство недостаточно подробно изучены. В частности необходимо исследовать варианты измерительных и расчетных операций, сравнить их и в каждом конкретном случае выбрать наилучший вариант.

В настоящей работе рассмотрены две модификации контактного электромагнитного метода совместного контроля относительной магнитной проницаемости μ_r и удельной электрической проводимости σ цилиндрического изделия (магнитного и немагнитного).

В [3] были введены нормированные параметры, представляющие собой нормированное электрическое сопротивление R_n и внутреннюю индуктивность L_{in} цилиндрического образца. На основании этих параметров были построены универсальные функции преобразования, которые описываются двумя выражениями вида

$$R_n = \frac{R}{R_0} = \frac{x(ber\ x\ bei'x - bei\ x\ ber'x)}{2(ber'^2x\ bei'^2x)}; \quad (1)$$

$$L_{in} = \frac{L_i}{\mu_r L_0} = \frac{4\ ber\ x\ ber'x - bei\ x\ bei'x}{x\ ber'^2x\ bei'^2x}, \quad (2)$$

где R и L_i электрическое сопротивление и внутренняя индуктивность цилиндрического прямолинейного прутка; μ_0 – магнитная постоянная; R_0 – электриче-

ское сопротивление прутка (образца) постоянному току, т.е. при $f=0$, где f – частота тока; L_0 – внутренняя индуктивность образца при $f=0$ и $\mu_r=1$

$$L_0 = \frac{\mu_0 l}{8\pi}, \quad (3)$$

l – длина прутка; x – обобщенный параметр

$$x = a\sqrt{2\pi\mu_r\sigma f}, \quad (4)$$

a – радиус цилиндрического изделия; $ber\ x$ и $bei\ x$ – функции Кельвина от аргумента x ; знак «штрих» означает производную этих функций по аргументу x .

Как следует из (1) и (2) нормированные параметры R_n и L_{in} зависят только от одной переменной. Поэтому воспользовавшись справочной литературой по функциям Кельвина [4] получим графики универсальных функций преобразования, т.е. $R_n = f(x)$ и $L_{in} = f(x)$ (см. рис. 1 и 2).

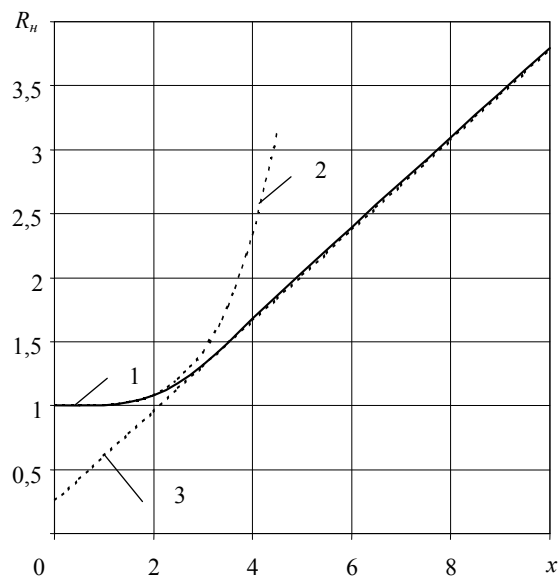


Рис. 1. Зависимость нормированного сопротивления R_n от обобщенного параметра x

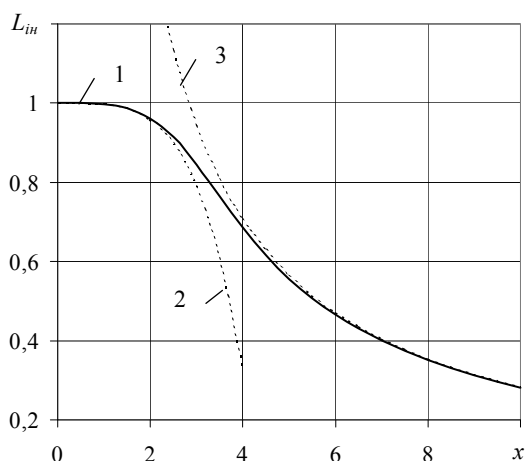


Рис. 2. Зависимость нормированной внутренней индуктивности L_{in} от обобщенного параметра x

На этих рисунках сплошной линией 1 показаны точные зависимости, рассчитанные по формулам (1) и (2), а пунктирными линиями представлены приближенные зависимости R_n и L_{in} от x (2 случай низких частот $x \leq 2$; 3 – режим высоких частот $x \geq 3$). В действительности для уточнения дальнейших расчетов по формулам (1) и (2) были получены табличные зависимости R_n и L_{in} от обобщенного параметра при $0 \leq x \leq 10$ с шагом изменения x 0,2.

Рассмотрим 1-ую модификацию контактного электромагнитного метода КЭМП для совместного контроля величин μ_r и σ .

Измерив на переменном токе сопротивление R образца и зная сопротивление R_0 при $f=0$ по зависимости $R_n = R/R_0$ от x (см. рис. 1) найдем последний параметр, а по нему на основании функции $L_{in} = f(x)$ определим внутреннюю нормированную индуктивность L_{in} . Затем, зная длину l образца и рассчитав величину L_0 и измерив значение внутренней индуктивности L_i , на основании (2) получим формулу для определения значения μ_r в виде

$$\mu_r = \frac{L_i}{L_{in}L_0}. \quad (5)$$

Параметр σ находим, исходя из (4). При этом

$$\sigma = \frac{x^2}{2\pi\mu_0\mu_rfa^2}. \quad (6)$$

Как следует из (5) и (6) определение μ_r и σ осуществляется в последовательном цикле, т.е. сначала определяют магнитную проницаемость μ_r , а затем и σ . Это замедляет расчетные операции. Для ускорения процесса вычислений более предпочтительным является выполнение параллельного цикла, когда оба параметра рассчитываются одновременно и не зависят друг от друга. Для осуществления такого цикла величину μ_r находят по (5), а значение σ – по формуле вида

$$\sigma = \frac{x^2L_{in}L_0}{2\pi\mu_0L_ifa^2}. \quad (7)$$

Как видно из (6) и (7) значения μ_r и σ зависят только от измеряемых, расчетных параметров и известных величин. Это позволяет легко автоматизиро-

вать процесс вычислений, особенно если использовать два вычислительных устройства, в память которых занести две функции $R_n = f(x)$ и $L_{in} = f(x)$.

Таким образом, если нет необходимости ускорять процесс вычислений, то используют последовательный цикл. К тому же выполнение его будет дешевым, т.к. можно использовать одно вычислительное устройство. Если необходимо использовать ускорение вычислительных операций, то целесообразно применить параллельный цикл, осуществляемый двумя вычислительными устройствами. Тем не менее и последовательный и параллельный циклы требуют использования даже при определении одного параметра μ_r или σ двух функций преобразования $R_n = f(x)$ и $L_{in} = f(x)$. Зачастую представляет практический интерес определить μ_r с полной отстройкой от σ , либо находить σ с отстройкой от μ_r . Для этого нужно рассмотреть 2-ую модификацию контактного электромагнитного метода КЭМП. С данной целью получим из (4) формулу для определения μ_r . В таком случае

$$\mu_r = \frac{x^2}{2\pi\mu_0fa^2\sigma}. \quad (8)$$

Затем формулу (8) подставим в (2). Тогда получим новое выражение для вида

$$L_{in} = \frac{2\pi\mu_0L_ifa^2\sigma}{x^2L_0}. \quad (9)$$

Соотношение (9) дает возможность ввести новый параметр L_{inx} , который представим в виде

$$L_{inx} = L_{in}x^2. \quad (10)$$

А с учетом (9) L_{inx} приобретает вид

$$L_{inx} = \frac{2\pi\mu_0L_ifa^2}{L_0}. \quad (11)$$

В таблице представлены численные значения параметров R_n , L_{in} и L_{inx} при различных значениях x . На рис. 3 и 4 представлены две новых универсальных функции преобразования, описывающие 2-ую модификацию электромагнитного метода.

Таблица

Зависимости параметров R_n , L_{in} и L_{inx} от x

x	R_n	L_{in}	L_{inx}
0,2	1,0000085	0,9999958	0,0399998
0,4	1,0001347	0,9999327	0,1599892
0,6	1,0006791	0,9996604	0,3598778
0,8	1,0021404	0,99893	0,6393152
1	1,0052074	0,9973972	0,9973972
1,2	1,010743	0,9946324	1,4322706
1,4	1,0197491	0,9901386	1,9406717
1,6	1,0333095	0,9833831	2,5174606
1,8	1,0525054	0,9738424	3,1552495
2	1,0783055	0,9610626	3,8442503
2,2	1,1114428	0,9447247	4,5724676
2,4	1,152298	0,924708	5,3263181
2,6	1,2008186	0,9011327	6,0916571
2,8	1,2564961	0,8743704	6,8550642
3	1,318418	0,8450145	7,6051306
3,2	1,3853844	0,813814	8,3334558
3,4	1,4560642	0,7815862	9,0351369
3,6	1,5291554	0,7491267	9,7086818

Продолжение таблицы

x	R_n	L_{in}	L_{inx}
3,8	1,6035155	0,7171356	10,355438
4	1,6782422	0,6861713	10,97874
4,2	1,7527019	0,6566324	11,582996
4,4	1,8265139	0,6287648	12,172886
4,6	1,8995078	0,6026831	12,752774
4,8	1,9716683	0,5784007	13,326352
5	2,0430805	0,5558596	13,89649
5,2	2,1138828	0,5349568	14,465232
5,4	2,1842315	0,5155657	15,033895
5,6	2,2542759	0,4975512	15,603207
5,8	2,3241446	0,4807808	16,173465
6	2,3939385	0,4651299	16,744675
6,2	2,4637304	0,4504857	17,316671
6,4	2,5335678	0,4367483	17,889209
6,6	2,6034768	0,4238298	18,462027
6,8	2,6734678	0,4116542	19,034891
7	2,7435404	0,4001553	19,60761
7,2	2,8136871	0,3892756	20,180048
7,4	2,8838974	0,3789649	20,752116
7,6	2,9541596	0,3691789	21,323774
7,8	3,0244628	0,3598786	21,895011
8	3,0947974	0,3510288	22,465843
8,2	3,1651558	0,3425981	23,036299
8,4	3,2355323	0,334558	23,606415
8,6	3,3059229	0,3268825	24,176232
8,8	3,3763249	0,3195479	24,745786
9	3,4467369	0,3125322	25,315111
9,2	3,5171579	0,3058156	25,884235
9,4	3,5875876	0,2993796	26,453182
9,6	3,6580259	0,2932072	27,021973
9,8	3,7284728	0,2872826	27,590622

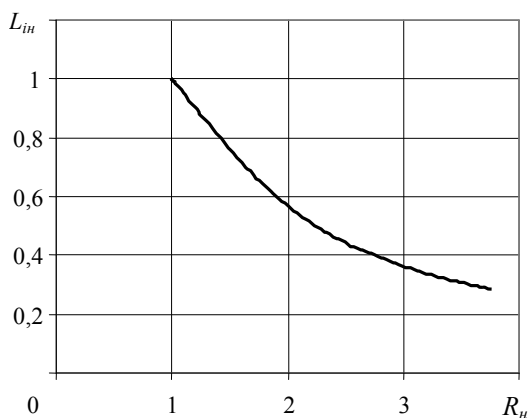


Рис. 3. Зависимость L_{in} от R_n

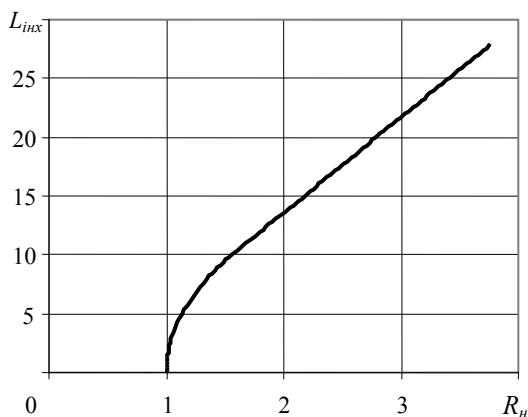


Рис. 4. Зависимость L_{inx} от R_n

Алгоритм измерительных и вычислительных процедур 2-ой модификации для определения μ_r и σ следующий.

По измеренному значению R_n совместно определяют μ_r по кривой $L_{in} = f(R_n)$ (см. рис. 3), а значение σ – по функции $L_{inx} = f(R_n)$ (см. рис. 4). Целесообразно для расчетов использовать данные таблицы. При этом, исходя из графика рис. 3 и формулы (2), значения находят по прежней формуле (5). А вот электрический параметр определяют, используя кривую рис. 4 и с учетом (11), по формуле

$$\sigma = \frac{L_{inx} L_0}{2\pi\mu_0 L_i f a^2}. \quad (12)$$

При этом L_{inx} находят по измеренному значению R_n , пользуясь функцией $L_{inx} = f(R_n)$ (см. рис. 4).

Представляет интерес рассмотреть 2 модификации в приближениях низких $x \leq 2$ и высоких $x \geq 3$ частот, что дает возможность аналитически определить значения μ_r и σ . Для этого представив функции преобразования (1) и (2) в виде степенных рядов, и ограничиваясь порядком x^4 при $x \leq 2$ а также x (в случае $x \geq 3$) получим выражение при низких частотах

$$L_{in} = \frac{L_i}{\mu_r L_0} = 1 - \frac{1}{384} x^4; \quad (13)$$

$$R_n = \frac{R}{R_0} = 1 + \frac{1}{192} x^4. \quad (14)$$

По зависимости (14) R_n от x , в случае измерения R_n при реализации 1-ой модификации находим x исходя из формулы

$$x = 3,72242\sqrt{R_n - 1}. \quad (15)$$

Затем, определив значение x (по (15)), исходя из (13), рассчитаем параметр L_{in} , а далее по формуле (5), зная L_0 , рассчитаем численное значение μ_r . Величину σ вычислим из формулы (6) в последовательном цикле. В параллельном цикле величину σ находят из соотношения (7).

При использовании 1-ой модификации для случая высоких частот $x \geq 3$ имеем следующие приближенные вычисления

$$R_n = \frac{R}{R_0} = \frac{1}{4} + \frac{x}{2\sqrt{2}}; \quad (16)$$

$$L_{in} = \frac{L_i}{\mu_r L_0} = \frac{2\sqrt{2}}{x}. \quad (17)$$

В этом случае по (16) находим значения x , т.е.

$$x = \left(R_n - \frac{1}{4} \right) 2\sqrt{2}. \quad (18)$$

Затем, подставив (18) в (17) найдем, что

$$L_{in} = \frac{L_i}{\mu_r L_0} = \frac{1}{\left(R_n - \frac{1}{4} \right)}. \quad (19)$$

Для случая реализации последовательного цикла, параметр μ_r найдем из формулы (19), имея рассчитанное значение L_{in} и измеренные величины L_i и R_n , по формуле

$$\mu_r = \frac{L_i \left(R_H - \frac{1}{4} \right)}{L_0}. \quad (20)$$

В этом цикле значение σ рассчитаем из выражения (6).

В параллельном цикле μ_r находим по (20), а значение σ из соотношения (7).

В случае реализации 2-ой модификации в приближении низких частот $x \leq 2$ имеем зависимость L_{in} от R_H в виде

$$L_{in} = \frac{L_i}{\mu_r L_0} = 1 - \frac{1}{2} (R_H - 1)^2. \quad (21)$$

Отсюда значение μ_r найдем, как

$$\mu_r = \frac{L_i}{1 - \frac{1}{2} (R_H - 1)^2 L_0}. \quad (22)$$

Для определения параметра L_{inx} воспользуемся с учетом (15) и (21) формулой вида

$$\begin{aligned} L_{inx} &= L_{in} \left(3,72242 \sqrt{R_H - 1} \right)^2 = \\ &= L_{in} (13,8564 (R_H - 1)) = \\ &= 13,8564 \left[1 - \frac{1}{2} (R_H - 1)^2 \right] (R_H - 1) \end{aligned} \quad (23)$$

Подставив (23) в (12) получим при измеренных значениях L_i, R_H, f и известных величинах найдем электрический параметр σ .

В случае использования 2-ой модификации при $x \geq 3$ (высокие частоты поля) зависимость L_{in} от R_H получим с учетом (16) в виде

$$L_{in} = \frac{1}{R_H - \frac{1}{4}}. \quad (24)$$

Используя формулы (5) и (24), получим соотношение для определения параметра в виде

$$\mu_r = \frac{L_i \left(R_H - \frac{1}{4} \right)}{L_0}. \quad (25)$$

В случае реализации 2-ой модификации при использовании высоких частот ($x \geq 3$) с учетом (16) имеем

$$L_{inx} = L_{in} x^2 = \frac{\left(R_H - \frac{1}{4} \right)^2 8}{R_H - \frac{1}{4}} = 8 \left(R_H - \frac{1}{4} \right). \quad (26)$$

Подставив (26) в (12), получим формулу для определения электрического параметра σ .

В действительности существует суммарная индуктивность L_Σ , которая равна сумме внутренней индуктивности L_i и внешней индуктивности L_e .

Обе внутренние и внешние индуктивности обусловлены магнитными потоками внутри и вне изделия. В [5] получена формула для определения величины L_e , которая является мешающим фактором.

Индуктивное сопротивление ωL_e , связанное с внешней индуктивностью можно скомпенсировать

емкостным сопротивлением $1/(\omega c)$. Для этого нужно последовательно с цилиндрическим изделием включить компенсирующую емкость c_k . Тогда условием компенсации будет равенство

$$\omega L_e = \frac{1}{\omega c_k}. \quad (27)$$

Отсюда формула для определения компенсирующей емкости будет иметь вид

$$c_k = \frac{1}{\omega^2 L_e}. \quad (28)$$

Здесь величина L_e рассчитывается по формуле работы [5]. При наличии компенсации части суммарной индуктивности L_Σ , то есть L_e , непосредственно измеряется величина внутренней индуктивности L_i . Такая компенсация позволяет увеличить точность совместного измерения параметров μ_r и σ и повысить чувствительность преобразователя к этим параметрам.

Таким образом, в работе рассмотрены модификации контактного электромагнитного метода совместного контроля относительной магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости. Первая модификация, основанная на двух универсальных функциях преобразования, т.е. зависимости нормированных значений электрического сопротивления R_H и внутренней индуктивности L_{in} от обобщенного параметра x позволяет определять μ_r и σ в последовательном цикле (сначала μ_r , а потом σ).

Вторая модификация основана на использовании других функций преобразования, т.е. на $L_{in} = f(R_H)$ и $x^2 L_{in} = f(R_H)$, дает возможность осуществлять совместный контроль величин μ_r и σ в параллельном цикле, причем параметр μ_r находят по кривой $L_{in} = f(R_H)$, а σ по своей кривой $x^2 L_{in} = f(R_H)$.

Обе модификации дают возможность на практике осуществлять по измеренным значениям магнитной проницаемости и удельной электрической проводимости определение таких физико-механических величин как прочность, твердость, температура, наличие доминирующих примесей в изделиях и другие величины.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бондаренко В.И., Горкунов Б.М., Себко В.П., Тюпа В.И. Бесконтактное измерение электромагнитных характеристик цилиндрических изделий. – Измерительная техника, 1984, № 6. – С. 57 – 58.
- [2] Себко В.П., Алла Файад Макки. К расчету ожидаемых значений компонентов сигналов электромагнитного преобразователя с плоским изделием. – Материалы конференции "Неруйнівний контроль та технічна діагностика" НКТД – 2003, Киев, 2003. – С. 60 – 65.
- [3] Себко В.П., Львов С.Г. Контактный метод определения электромагнитных параметров изделий. – Украинский метрологический журнал. – Харьков, ДН "Метрология". – 1998, № 2. – С. 33 – 34.
- [4] Двайт Г.Б. Таблицы интегралов и другие математические формулы. – М.: Наука, 1973. – 228 с.
- [5] Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Справочная книга. – Л.: Энергоатомиздат, 1986. – 488 с.

Поступила 30.07.2003

РЕЖИМЫ РАБОТЫ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА ТЯГОВОЙ ЭЛЕКТРОПЕРЕДАЧИ С ПОЛУПРОВОДНИКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ МАГИСТРАЛЬНОГО ЭЛЕКТРОПОДВИЖНОГО СОСТАВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Хворост Н.В., к.т.н., доц.
ГП "Харьковский метрополитен"
Украина, 61012, Харьков, ул. Энгельса, 29
тел. (0572) 23-74-02

Чумак В.А.
Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"
Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра электрический транспорт и тепловозостроения
тел. (0572) 40-09-54

Виконаний аналіз режимів роботи вхідного фільтра тягової електропередачі з напівпровідниковими перетворювачами магістрального електроподвижного складу при комутаційних перенапругах в тяговій мережі та розглянутий спосіб обмеження перенапруг на виході фільтра.

Выполнен анализ режимов работы входного фильтра тяговой электропередачи с полупроводниковыми преобразователями магистрального электроподвижного состава при коммутационных перенапряжениях в тяговой сети и рассмотрен способ ограничения перенапряжений на выходе фильтра.

ВВЕДЕНИЕ

Рабочее напряжение $U_{Ср}$ в контактной сети электрических железных дорог постоянного тока лежит в пределах (2200÷4000) В при номинальном его значении 3000 В. Максимальная же величина перенапряжения на входе сетевого фильтра электровоза постоянного тока, имеющего характер одиночных импульсов, обусловленных внешними, по отношению к работающему электровозу, воздействиями, превышает во много раз максимальное рабочее напряжение контактной сети $U_{Сmax}=4000$ В. Причем, здесь необходимо иметь ввиду не только случаи грозового поражения контактной сети, но и возникающие перенапряжения на входе сетевого фильтра, обусловленные резким сбросом нагрузки другими электровозами, работающими в режиме тяги на одном участке контактной сети. На практике, уровень этих перенапряжений на входе сетевого фильтра электроподвижного состава постоянного тока ограничивается линейным разрядником R_L , понижающим импульс одиночного перенапряжения от внешнего воздействия до величины $U_{Pл} \leq 12$ кВ.

Коммутационные перенапряжения (грозовые и сетевые) на входе сетевого фильтра системы тяговой электропередачи обуславливают опасные одноразовые всплески напряжения на его выходе, которые могут быть критическими перенапряжениями с точки зрения надежности полупроводниковой части этой системы.

Известно [1], что при повышении напряжения в контактной сети полупроводниковые приборы преобразовательной части тяговой электропередачи могут быть защищены входным LC-фильтром. Однако, как показал анализ работ [2-4], доступных автору, исследование сетевых фильтров в основном касается демпфирования колебаний напряжения на конденсаторе фильтра при подключении электроподвижного состава к контактной сети и при повторном касании панто-

графа контактного провода после его отрыва. Исследованию же режимов работы сетевого фильтра тяговых электропередач с полупроводниковыми преобразователями электроподвижного состава постоянного тока при коммутационных перенапряжениях в тяговой сети должного внимания не уделялось. Восполнению этого пробела и посвящена настоящая работа.

АНАЛИЗ КОММУТАЦИОННЫХ ПЕРЕНАПРЯЖЕНИЙ НА ВХОДЕ И ВЫХОДЕ СЕТЕВОГО ФИЛЬТРА И СПОСОБ ИХ ОГРАНИЧЕНИЯ

Рассмотрим в начале характеристики импульса сетевых коммутационных перенапряжений на входе сетевого фильтра тяговой электропередачи. Здесь следует иметь ввиду, что отличительной особенностью сетевых коммутационных перенапряжений является то, что они, как правило, имеют значительно большую длительность во времени, чем грозовые коммутационные перенапряжения и их амплитуда U_M может быть меньше величины напряжения срабатывания линейного разрядника $U_{Pл}$, то есть $U_M \leq U_{Pл}$.

Как уже указывалось, причиной сетевых коммутационных перенапряжений является энергия, запасенная в индуктивности контактной сети, которая обусловлена протеканием в ней рабочих или аварийных токов других электровозов постоянного тока работающих на одном участке контактной сети. Срабатывание их коммутационных аппаратов приводит к перенапряжению на входе тяговой электропередачи работающего на этом участке электровоза.

Форма импульса сетевого коммутационного перенапряжения во времени достаточно сложная и зависит от ряда трудно учитываемых факторов, в частности, от величины падения напряжения на выключающемся коммутационном аппарате. Для приближенной оценки процессов в сетевом фильтре ее можно принять прямоугольной с амплитудой близкой к напря-

жению срабатывания разрядника, как это показано на рис.1,а. Такая форма импульса сетевого коммутационного перенапряжения является наихудшим вариантом с точки зрения негативного влияния на преобразовательную часть тяговой передачи.

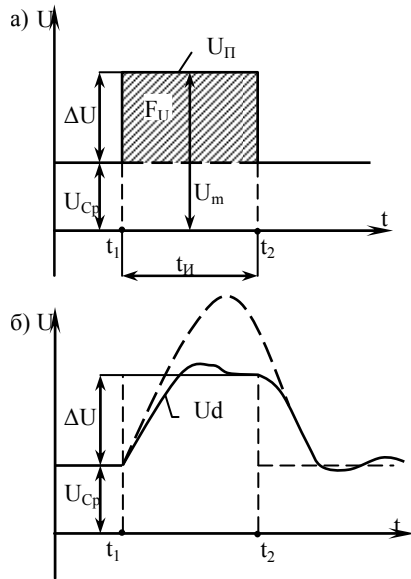


Рис.1

На интервале, предшествующем возникновению импульса сетевого коммутационного перенапряжения, в контактной сети имеется рабочее напряжение U_{Cp} . В момент t_1 начинает отключаться коммутационный аппарат на параллельно работающем электровозе, что ведет к достаточно быстрому подъему напряжения в контактной сети. Амплитуда импульса напряжения U_m ограничивается падением напряжения на элементах дугогасительной камеры выключаемого коммутационного аппарата ΔU . После того, как избыточный запас энергии в индуктивности контактной сети будет рассеян, напряжение в контактной сети возвращается примерно к прежнему уровню (момент t_2 на рис.1,а).

На рис.2,а показана эквивалентная схема, соответствующая рассмотренному выше процессу, где L_C – индуктивность контактной сети, R_C – активное сопротивление контактной сети, а S – размыкающийся контакт коммутационного аппарата. На рис.2,б показан ход изменения избыточного тока i в контактной сети во времени. Этот ток описывается дифференциальным уравнением решением которого является выражение

$$i = (i_H + i_\infty) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_C}} - i_\infty, \quad (1)$$

где i_H – начальное значение избыточного тока перед отключением; $i_\infty = \Delta U / R_C$ – конечное значение тока, которое было бы достигнуто, если бы падение напряжения на ключе S сохранялось бы равным $U_{IF} = U_{Cp} + \Delta U$ при любых значениях t ; $\tau_C = L_C / R_C$ – постоянная времени контактной сети.

Физически же при достижении током i нулевого значения дуга на контактах коммутационного аппарата гаснет, после чего в схеме устанавливаются значения $i=0$ и $U_{IF} = U_{Cp}$. Длительность импульса сетевого

коммутационного перенапряжения находим из выражения (1) положив $i=0$:

$$t_H = \tau_C \cdot \ln \left(\frac{i_H}{i_\infty} + 1 \right). \quad (2)$$

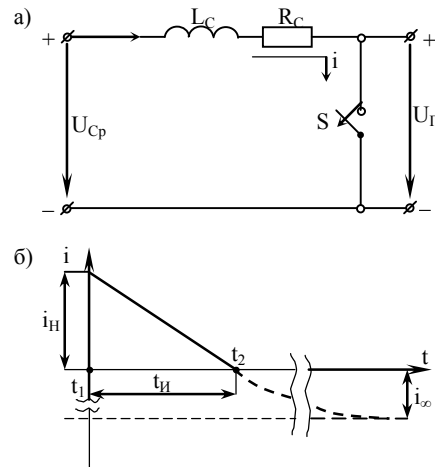


Рис.2

Если пренебречь, в первом приближении, активным сопротивлением контактной сети ($R_C=0$) и учесть, что при малых x справедливо приближенное равенство

$$\ln(1+x) \cong x, \quad (3)$$

то из соотношений (2) и (1) найдем

$$t_H' = \frac{L_C \cdot i_H}{\Delta U}. \quad (4)$$

Соотношение (4) можно получить и непосредственно из рис.2,б.

С учетом принятого изменения величины ΔU во времени (рис.1,а) его ход можно записать следующим образом

$$L_C \cdot i_H = F_U, \quad (5)$$

где F_U – вольтсекундная площадь импульса сетевого коммутационного перенапряжения, показанная на рис.2.1,а штриховкой.

На практике величина ΔU , а также процесс ее изменения во времени зависит от многих трудно учитываемых факторов и они могут существенно изменяться. Однако величина вольтсекундной площади не зависит от свойств коммутационного аппарата. Следовательно, полагая $\Delta U = const$, получаем из (5) характерную гиперболическую зависимость длительности импульса сетевого коммутационного перенапряжения от его амплитуды.

Чтобы сделать соответствующие количественные оценки учтем, что удельные значения индуктивности и активного сопротивления контактной сети могут быть приняты равными $L_{Cy} = 1,2 \cdot 10^{-6}$ Гн/м;

$$R_{Cy} = 6 \cdot 10^{-5} \text{ Ом/м.}$$

Индуктивность контактной сети L_C имеет наибольшее значение при расположении электроподвижного состава по середине участка между двумя соседними подстанциями, при этом

$$L_C = L_{Cy} \cdot \frac{l}{4}, \quad (6)$$

где l – расстояние между подстанциями.

Например, при $l=10000$ м имеем $L_C=3 \cdot 10^{-3}$ Гн. При этом $R_C = R_{Cy} \cdot l/4 = 0,15$ Ом. Фактическая величина R_C в этой точке будет несколько больше из-за внутреннего сопротивления подстанций, как источников питания.

Ток короткого замыкания электроподвижного состава, находящегося по середине участка контактной сети между двумя подстанциями равен:

$$i_K = \frac{U_C}{R_C}. \quad (7)$$

Фактический начальный ток i_H можно представить в функции тока короткого замыкания i_K , вводя относительный параметр

$$i^* = \frac{i_H}{i_K}. \quad (8)$$

Введем также относительный параметр ΔU^* , характеризующий величину импульса перенапряжения

$$\Delta U^* = \frac{\Delta U}{U_{Cp}}. \quad (9)$$

Тогда из соотношений (2) и (4) с учетом соотношения (1) получим выражение

$$\kappa_t = \frac{t_H}{t_H'} = \frac{\ln(i^*/\Delta U^* + 1)}{i^*/\Delta U^*}, \quad (10)$$

позволяющее оценить влияние активного сопротивления контактной сети R_C на длительность импульса перенапряжения, которое приближенной формулой (4) не учитывается.

Зависимость (10) представлена графиком функции $\kappa_t = f(i^*/\Delta U^*)$ на рис.3. Величина κ_t характеризует уменьшение длительности импульса сетевого коммутационного перенапряжения на входе сетевого фильтра тяговой электропередачи, обусловленное влиянием активного сопротивления контактной сети. Длительность импульса перенапряжения при этом снижается вследствие потерь энергии в активном сопротивлении контактной сети.

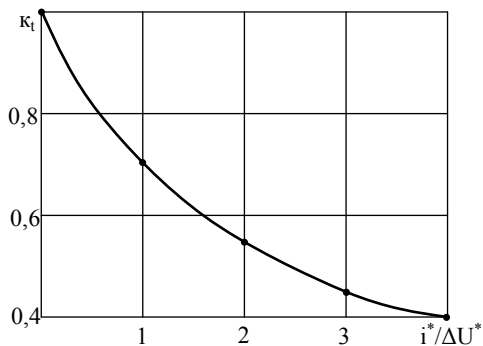


Рис.3

Как следует из рассмотрения графика функции $\kappa_t = f(i^*/\Delta U^*)$ активное сопротивление контактной сети оказывает существенное влияние ($\kappa_t < 1$) при отключении токов короткого замыкания ($i^*=1$) если при этом перенапряжение ΔU существенно меньше рабочего напряжения в контактной сети ($\Delta U^* < 1$). В остальных случаях можно пренебречь влиянием актив-

ного сопротивления контактной сети на длительность импульса сетевого коммутационного перенапряжения, относя разницу между t_H' и t_H в счет запаса.

Упрощенная эквивалентная схема тяговой электропередачи работающего на линии электроподвижного состава постоянного тока показана на рис.4, где колебательный контур $LdCd$ соответствует ее сетевому сглаживающему фильтру, а демпфирующий резистор R учитывает действие нагрузки инвертора на напряжения и тормозного резистора R_T , который может подключаться к фильтровому конденсатору при помощи тормозного регулятора в момент возникновения на входе фильтра сетевого коммутационного перенапряжения U_{Π} .

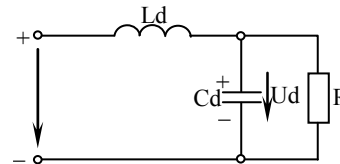


Рис.4

При отсутствии демпфирующего резистора R напряжение U_d на выходе сглаживающего резистора LC -фильтра, которое прикладывается к входу вентильного коммутатора инвертора напряжения, по своей форме имеет вид пунктирной кривой, изображенной на рис.1,б. Вследствие колебательного процесса величина перенапряжения на выходе фильтра $U_d - U_{Cp}$ может достигать $2\Delta U$, что при ограниченном запасе вентильной прочности полупроводниковых приборов коммутатора инвертора напряжения нежелательно. Здесь следует отметить, что демпфирующее действие нагрузки может отсутствовать вовсе (режим холостого хода) либо быть малым (режимы, близкие к холостому ходу). Кроме того, необходимо иметь в виду, что при наличии быстродействующего регулятора, поддерживающего постоянную потребляемую мощность, может создаваться эффект, обратный демпфирующему, то есть инвертор напряжения со стороны входа вентильного коммутатора ведет себя как отрицательная активная проводимость, что способствует раскачке колебаний. Поэтому подключение тормозного резистора при сетевых коммутационных перенапряжениях на входе тяговой электропередачи может оказаться целесообразным.

В зависимости от добротности колебательного контура

$$Q = \frac{R}{\rho} = \frac{R}{\sqrt{Ld/Cd}} \quad (11)$$

процесс установления U_d при действии на входе импульса сетевого коммутационного перенапряжения может быть колебательным ($Q > 0,5$) и аperiodическим ($Q < 0,5$). Надлежащим расчетом входного фильтра можно обеспечить аperiodический или слабо колебательный процесс, как показано на рис.1,б сплошной линией. Однако, здесь оговоримся, что такой благоприятный ход процесса получить на практике во всех режимах работы частотно-регулируемого электропривода можно только при предварительном подключении тормозного резистора до момента возникнове-

ния импульса перенапряжения на входе фильтра.

Если же все таки принять версию о заблаговременном подключении тормозного резистора к выходу фильтра, то при слабоколебательном характере процесса, время установления нового значения напряжения на выходе фильтра в первом приближении равно четверти периода свободных колебаний недемпфированного $LdCd$ -фильтра.

$$t_y \cong \frac{\pi}{2} \sqrt{LdCd}. \quad (12)$$

Если длительность импульса сетевого коммутационного перенапряжения t_{II} на входе меньше величины t_y , определяемой из (12), то величина перенапряжения на выходе фильтра будет меньше в сравнении с ΔU на его входе, а в противном случае эта величина близка к ΔU и не будет зависеть от длительности t_{II} сетевого коммутационного импульса перенапряжения.

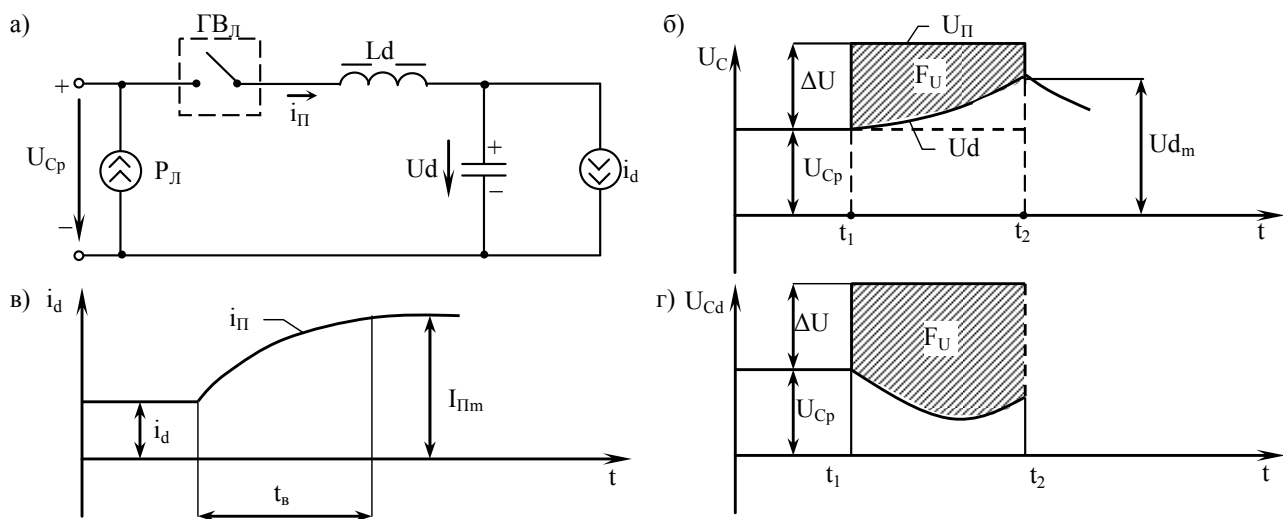


Рис.5

Эквивалентная схема (рис.5,а) содержит входной LC -фильтр (индуктивность Ld и емкость Cd), быстродействующий линейный выключатель $ГВ_{Л}$, нагрузку, замещенную источником тока id , линейный разрядник P_L и источник напряжения питания U_{Cp} , напряжение которого с момента начала сетевого коммутационного перенапряжения на входе ограничено на уровне $U_{Cp} + \Delta U$ либо собственным линейным разрядником P_L , либо внешним коммутационным аппаратом, отключающим параллельный потребитель тока в контактной сети.

С началом сетевого коммутационного перенапряжения к дросселю Ld прикладывается разностное напряжение $U_{II} - Ud$, показанное на рис.5,б штриховкой и в нем начинается нарастание тока питания i_{II} в соответствии с равенством

$$Ld \cdot \frac{di_{II}}{dt} = U_{II} - Ud. \quad (13)$$

Здесь следует отметить, что очень важно, чтобы сердечник фильтрового дросселя Ld не насыщался до момента времени t_2 , когда тяговая передача отключается быстродействующим линейным выключателем $ГВ_{Л}$ от источника питания. Если же насыщение сер-

дечника произойдет, то индуктивность дросселя Ld резко упадет, что в свою очередь приведет к быстрому нарастанию тока питания i_{II} и, следовательно, к быстрому заряду конденсатора фильтра Cd , как минимум, до полного напряжения источника питания $U_{Cp} + \Delta U$. Чтобы дроссель Ld не насыщался, должно выполняться условие:

$$F_U = Ld \cdot (I_{II m} - id) \leq W F_C (B_S - B_M), \quad (14)$$

где F_U – вольтсекундная площадь приложенного к обмотке напряжения, показанная на рис.5,б штриховкой; $I_{II m}$ – амплитуда тока питания (рис.5,в); W – число витков обмотки дросселя; F_C – поперечное сечение сердечника дросселя; B_S, B_M – индукция насыщения и принятая расчетная рабочая индукция материала сердечника дросселя соответственно.

Таким образом, для минимизации размеров дросселя Ld , необходимо стремиться к снижению вольтсекундной площади приложенного к его обмотке напряжения.

Если допустить, что это нарастание тока идет по линейному закону, то напряжение Ud на фильтровом конденсаторе будет нарастать по параболическому закону и из чисто геометрических соображений ясно,

что вольтсекундную площадь F_U можно приближенно считать площадью прямоугольника, показанного на рис.5,б пунктиром, то есть

$$F_U = \Delta U \cdot t_{\theta}, \quad (15)$$

где t_{θ} – время срабатывания быстродействующего линейного выключателя $ГВ_{Л}$.

Из приведенных соображений ясно также, что подключение тормозного реостата в момент начала сетевого коммутационного перенапряжения не приведет к положительному результату. Действительно, поскольку нарастание тока питания $i_{П}$ задерживается дросселем Ld , то подключение реостата приведет к быстрому разряду фильтрового конденсатора Cd током $i_R = Ud/R_T$, что может существенно увеличить вольтсекундную площадь F_U (рис.5,г).

Произведем теперь оценку параметров сглаживающего LC -фильтра и определим основную характеристику его дросселя при реализации временного способа ограничения входных коммутационных перенапряжений. Пусть алгоритм управления инвертором напряжения таков, что при частоте f_H , когда начинается режим ослабления поля асинхронного электродвигателя, в инверторе происходит переход с режима регулируемой широтно-импульсной модуляции выходного напряжения на управление нерегулируемого по напряжению инвертора. Тогда для относительного действующего значения p -й гармоники входного тока имеем:

$$Id_P^* = \frac{\sqrt{2}}{p^2 - 1} \sqrt{p^2 \sin^2 \varphi_{\theta 1} + \cos^2 \varphi_{\theta 1}}, \quad (16)$$

где $\varphi_{\theta 1}$ – угол сдвига между напряжением и током первой гармоники при частоте f_H .

В качестве базисного тока при этом принимаем значение постоянной составляющей входного тока при допущении $\varphi_{\theta 1} = 0$, то есть

$$i_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} I_{\theta 1}; \quad Id_P = Id_P^* \cdot i_{do}, \quad (17)$$

где $I_{\theta 1}$ – действующее значение первой гармоники выходного тока одной фазы.

Для трехфазного моста следует принять $p=6$, а для двухмостового преобразователя, работающего со сдвигом трехфазных мостов на 30 эл. градусов, $p=12$. Задаваясь значениями коэффициентов пульсаций напряжения на фильтровом конденсаторе $\kappa_{Пн}$ и тока в дросселе фильтра $\kappa_{Лн}$, определяем допустимые напряжения и ток пульсаций:

$$Ud_{P_M} = \kappa_{Пн} \cdot Ud; \quad I_{Пр_M} = \kappa_{Лн} \cdot i_{do}. \quad (18)$$

Емкость и индуктивность LC -фильтра определяем из соотношений:

$$p\omega_H Cd = \frac{\sqrt{2}Id_P}{Ud_{P_M}}; \quad p\omega_H Ld = \frac{Ud_{P_M}}{I_{Пр_M}}, \quad (19)$$

где $\omega_H = 2\pi f_H$.

Например, при полной мощности нагрузки $S_H=6000$ кВт, $\cos \varphi_{\theta 1} = 0,85$, $f_H=60$ Гц, $Ud=3000$ В, $p=12$, $\kappa_{Пн}=0,0125$ и $\kappa_{Лн}=0,001$ имеем

$$Cd = 1050 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}; \quad Ld = 4,1 \cdot 10^{-3} \text{ Гн};$$

$$t_y = 3,3 \cdot 10^{-3} \text{ сек}; \quad \rho \approx 2 \text{ Ом}.$$

Номинальный ток тормозного реостата принимаем равным или несколько большим i_{do} , то есть

$$R_T = \frac{Ud}{\kappa_i \cdot i_{do}}, \quad (20)$$

где $\kappa_i \geq 1$.

Для рассматриваемого примера при $\kappa_i=1$ имеем $R_T=1,5$ Ом и $Q = R_T/\rho = 0,75$, то есть входной фильтр работает в колебательном режиме, но с сильным демпфированием колебаний.

Отметим также, что при подключении к конденсатору фильтра Cd тормозного реостата R_T постоянная времени $R_T Cd$ составляет всего $1,5 \cdot 10^{-3}$ с, что соизмеримо с временем срабатывания быстродействующего линейного выключателя $ГВ_{Л}$. Поэтому, при реализации временного способа ограничения входных коммутационных перенапряжений подключение тормозного реостата нецелесообразно из-за увеличения вольтсекундной площади напряжения на обмотке дросселя (рис.5,г). Следовательно, в дальнейшем принимаем, что тормозной реостат не подключается и вольтамперная площадь напряжения на обмотке дросселя при сетевых коммутационных перенапряжениях аппроксимируется равенством (15). По условиям работы дросселя Ld в номинальном режиме могут быть записаны два основных соотношения:

$$\psi_m = Ld \cdot I_n = WF_C \cdot B_M \text{ и } F_{OK} = W \frac{I_n}{j \cdot \kappa_K}, \quad (21)$$

где ψ_m – амплитуда потокосцепления обмотки в номинальном режиме; I_n – номинальный потребляемый ток источника питания, действующее значение которого в связи с малостью допустимой переменной составляющей тока в контактной сети близко к амплитудному значению; j – допустимая плотность тока в проводнике обмотки; κ_K – коэффициент заполнения катушки проводником; F_{OK} – сечение окна сердечника.

Из соотношений (21) имеем:

$$F_C \cdot F_{OK} = \frac{Ld \cdot I_n^2}{B_M \cdot j \cdot \kappa_K} = F_C^* \cdot F_{OK}^* \cdot a^4, \quad (22)$$

где a – базисный размер сердечника, в качестве которого обычно принимают ширину сердечника; F_C^* и F_{OK}^* – сечение сердечника и окна в относительных единицах.

Из (22) следует, что величина $F_C \cdot F_{OK}$ в первом приближении пропорциональна объему сердечника, и, следовательно, массе дросселя.

Заменяя неравенство (14) равенством и учитывая первое соотношение из (21), получаем условие работоспособности фильтрового дросселя как ограничительного элемента при входных коммутационных перенапряжениях

$$F_U = \psi_m \frac{B_S - B_M}{B_M}. \quad (23)$$

Поскольку величина F_U задана условием (15), то из (23) можно найти допустимую амплитуду рабочей индукции

$$B_M = \frac{B_S}{1 + F_U / \psi_m} \quad (24)$$

Так как $B_S/B_M = I_{ПМ}/id$, то величина B_M не должна быть слишком малой, так как иначе будет велика амплитуда тока $I_{ПМ}$, и, следовательно, ток, заряжающий конденсатор Cd , а также ток, коммутируемый быстродействующим выключателем $ГВЛ$. На практике отношение B_S/B_M не должно превышать 2÷3, а в противном случае целесообразно увеличить индуктивность Ld против значения, минимально необходимого по условиям фильтрации. Однако, при этом следует иметь ввиду, что масса дросселя Ld возрастет.

Например, при индуктивности дросселя $Ld = 4,1 \cdot 10^{-3}$ Гн согласно данным рассмотренного ранее примера имеем

$$I_{ПМ} \approx i_{dom} \cdot \cos \varphi_{e1} = 1700 \text{ А и } \psi_m = Ld \cdot I_{ПМ} = 7 \text{ В} \cdot \text{сек.} \quad (25)$$

При уровне ограничения напряжения $U_M = 8000$ В, задаваемом разрядником, и при $U_{Cp} = 2200$ В имеем $\Delta U = 5800$ В.

Для времени срабатывания быстродействующего выключателя $t_6 = 1,5 \cdot 10^{-3}$ сек из (15) получим $F_U = 8,7$ В·сек. При $B_S = 2$ Тл (для холоднокатаной электротехнической стали) из (24) имеем $B_M = 0,89$ Тл и $B_S/B_M = 2,24 = I_{ПМ}/id$. Следовательно,

$I_{ПМ} - id = 2108$ А. Приращение напряжения за время t_6 на фильтровом конденсаторе Cd будет равно:

$$\Delta Ud = \frac{\Delta q}{Cd} = 1505 \text{ В,}$$

что является вполне приемлемой величиной с точки зрения вентильной прочности полупроводниковых приборов 60 класса.

ВЫВОДЫ

Выполненный анализ режимов работы сетевого фильтра при коммутационных перенапряжениях на его входе показал, что если нет точных данных о реальных характеристиках импульсов сетевых коммутационных перенапряжений, то расчет системы ограничения величины перенапряжения должен выполняться по величине ΔU , задаваемой характеристиками линейного разрядника на входе тяговой электропередачи и значении длительности импульса перенапряжения, превышающее время установления перенапряжения t_y . Разработан временной способ ограничения напряжения на выходе LC -фильтра позволяет защитить преобразовательную часть тяговой электропередачи при коммутационных (грозовых и сетевых) перенапряжениях на его входе. Основными задачами дальнейших исследований режимов работы сетевого фильтра тяговых электропередач с полупроводниковыми преобразователями должна быть оценка уровня перенапряжений на его выходе обусловленных неустойчивостью контакта "пантограф – провод контактной сети" и разработка способа подавления всплеска напряжения на конденсаторе фильтра за счет внутренних средств тяговой электропередачи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Розенфельд В.Е. и др. Тиристорное управление электрическим подвижным составом постоянного тока. – М.: Транспорт, 1970 – 280 с.
- [2] Мазнев А.С., Шевцов Ю.А. Исследование схем ограничения перенапряжений на входном фильтре тиристорного преобразователя. / Межвуз. сборник трудов "Полупроводниковая техника в устройствах электрических железных дорог". – л., ЛИИЖТ, 1990. – с. 71-75.
- [3] Гончаров Ю.П. и др. Применение силовых демпфируемых фильтров в преобразователях бортовых систем электроснабжения транспортных средств // Информационно-управляющие системы на железнодорожном транспорте. – Харьков, 1996, №6. – с.19-20.
- [4] Чумак В.В. Бортовая система электроснабжения электропоездов постоянного тока на основе статических преобразователей. Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – Харьков, ХИИТ, 1997. – 159 с.
- [5] Семенов А.И. Улучшение характеристик бортовых систем питания электроподвижного состава. Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук. – Харьков, ХИИТ, 2003. – 179 с.

Поступила 5.09.2003

“ІДЕЯ УНІВЕРСИТЕТУ” В УКРАЇНІ

(до дискусії на шостій щорічній конференції програми ім.Фулбрайта в Україні)

Загірняк М.В., д.т.н., проф., ректор
Кременчуцький державний політехнічний університет
Україна, 39614, м.Кременчук, вул.Першотравнева, 20, КДПУ
тел. (05366) 3-62-18, E-mail: mzagim@polytech.poltava.ua

В роботі викладено бачення сучасного стану та перспектив розвитку українського університету, проблем університетської освіти, їх зв'язку з проблемою постаті інтелектуала в українському суспільстві.

В статті изложено суждение о современном состоянии и перспективах развития украинского университета, проблемах в университетском образовании, их связи с проблемами положения интелектуала в украинском обществе.

За останні роки в Україні та за кордоном вийшли багато публікацій (книг та журналів), які охоплюють різні аспекти розвитку університету та університетської освіти в Україні та світі [1-24]. В них точиться дискусія навколо проблем: університет як автономія розуму, академічне життя, організація та адміністрування університету, проблеми вищої освіти в країнах, що розвиваються, гуманітаризація університетської освіти, освітня реформа.

Висловлю своє бачення ситуації навколо і всередині Університету. Причому, не столичного, елітного чи приватного, а регіонального державного. Їх ми маємо більшість в Україні.

На сьогодні як людина з певною освітою, науковець і педагог бачу невідповідність класичного уявлення університетського життя і тих реалій з якими вимушений стикатися в своїй повсякденній роботі як працюючий ректор.

На мій погляд, по-перше, потрібно одразу розділити поняття Університету на ідею, яка, по суті, є філософською категорією - чимось мрійливо недосяжним, та на інституцію, яка є сьогоднішнім існуванням Університету. Таким чином, на поверхню одразу спливає питання кризи ідентичності. Криза є. Витоків цієї кризи багато. Але, насамперед, я не згоден з думкою, що криза Університету в нашій державі лежить в соціально-культурному аспекті і не має під собою фінансового або політичного підґрунтя.

Для Університету, як закладу, який призначений виконувати, окрім освітньої, ще й національно-державницьку функцію в суспільстві, державне фінансування залишається майже безальтернативною основою. Але ми все далі заходимо в ситуацію, яку вірно змалював у своєму есе польський філософ Марек Квек „Університет уже не є партнером держави, він радше став прохачем, отже, держава і ставиться до нього як до прохача” [9].

В результаті, сучасний український університет знаходиться в умовах, коли йому, вибачте, не до ідей,

він вимушений „постачати привабливий продукт за поміркованою ціною – забезпечувати суспільство добрим товаром за його гроші”. Таким чином, ми з вами живемо в епоху „Академічного капіталізму”. А в цих умовах, як зазначають автори однойменної книги „Академічний капіталізм” [10], „центр академії перемістився з осередку, що його творили загальні дисципліни, до підприємницької периферії”.

Університети як осередки науки і освіти у регіонах покликані брати участь не тільки у вирішенні глобальних цивілізаційних проблем, але і підпорядкованих раціональній доцільності та зорієнтованих на конкретний кінцевий результат у вирішенні проблем конкретного регіону.

Сучасному світу притаманна висока динаміка ринку, і він потребує від Університету насамперед інтелектуальної мобільності.

Безперечно, Університет слід розглядати як охоронця скарбниці знань та інтелектуальної спадщини, але сьогодні ми вимушені стикатися з тим, що академічне звання (ступінь) не забезпечує в нашому суспільстві високого статусу і не гарантує особливих благ. Відсутність належної підтримки наукової сфери з боку держави, нечіткі перспективи працевлаштування випускників, низькі оклади академічних працівників призводять до багатьох негативних наслідків: від зниження якісного рівня підготовки студентів до витоку „мисків” за межі держави.

Прагматичні рішення не належать до системи інтелектуальних цінностей, але неможливо ніякими заманливими ідеями або адміністративним регулюванням вгамувати природне бажання надійності та стабільності за умов ринкової невизначеності. Потрібно погодитись з тим, що надалі все частіше показником суспільного визнання стають гроші, і іншого такого значущішого показника немає. Тому представники більшості фахових напрямів, що мають фундаментальне, історичне, культурологічне значення, але не мають прикладної складової відчують себе не-

потрібними як суспільству, так і непотрібними модерновому Університету. Все це призводить до девальвації академічних цінностей взагалі та класичної ідеї Університету зокрема.

Університет все далі крокує до моделі ефективної корпорації, яка, насамперед, повинна боротися за своє місце на ринку, шукаючи клієнтів для своїх освітніх послуг, які слід, зрештою, продати.

Тому Університет поступово перетікає з культурно-філософського контексту до економічно-політичного.

І саме тому держава і громадські організації мають для себе визначити декілька університетів, які будуть передавати культурну спадщину і в яких будуть культивуватися напрямки, які не мають і ніколи не матимуть стосунку до новомодних віянь, наприклад, вивчення санскриту, давньогрецької чи латини. Але у такому випадку держава також повинна, якщо вона робить для себе вибір розвиненої європейської держави, потурбуватись про майбутнє цих фахівців у сучасних ринкових обставинах.

Інша важлива складова ідеї Університету – це **автономія розуму**, яка передбачає емансипацію інтелектуальної праці від держави. Як йдуть справи у нас? Подальша надмірна регуляція з боку держави змісту освіти шляхом тотальної стандартизації призводить до подальшої формалізації відносин „викладач – студент”. Про створення якої інтелектуальної атмосфери такого спілкування можна говорити, коли все детермінується від обсягу роботи по дисциплінам (кількості годин) до засобів діагностики (запитань на іспитах) [11, 12]. Таким чином, зникає головна академічна цінність Університету, яка полягає у творчій свободі викладання та дослідження. У Magna Charta Universitatum зазначено, що це є фундаментальним принципом університетського життя, і що уряди та університети, кожний в міру своїх можливостей, повинні забезпечити повагу до цієї фундаментальної вимоги. На тому самому наголошує і Лімська декларація академічної свободи та інституційної автономії вищих навчальних закладів. На жаль, в нашій державі нам не вдалося переконати в цьому наших можновладців. І це, я вважаю, з однієї сторони, є вимогою економічного стану держави, але з іншої, і це не може не турбувати, – наслідком радянської ідеології, яка нівелювала будь-яку свободу в університетських стінах. Але зараз вже не потрібні навіть такі ідеологічні важелі, досить лише обмежити кошти, відрегулювати фінансову підтримку тих чи інших напрямів наукових досліджень або освітніх спеціальностей. Таким чином, спостерігається взаємозв'язок всіх чинників.

Проблема Університету схожа з більш загальною проблемою – проблемою постаті інтелектуала в нашому суспільстві. Як пише Сергій Пролєв: „Лише розум, який розгортає свої дії неупереджено та вільно, вільний

від соціальних регламентацій і керований виключно логікою власної справи, здатен на продуктивні результати” [13]. А ідея отримання „блискучої освіти”, якої дотримується у своїй роботі більшість українських університетів, тобто отримання, насамперед, ходових знань-бестселерів, на мою думку, призводить до інтелектуальної та культурної стерилізації випускників сучасних українських університетів.

Ця тенденція підтверджується результатами проведеного дослідження “Сучасне студентство: соціологічний аспект аналізу” [14], яке охопило 1200 студентів м. Кременчука Полтавської області. Узагальнений аналіз результатів проведеного дослідження дає можливість виділити ієрархічну структуру системи ціннісних орієнтацій студентської молоді (у відсотковому відношенні до загальної кількості опитуваних). Зупинюсь лише на деяких:

1	Життя людини як вища цінність, самоцінність	100%
2	Особиста свобода і незалежність у процесі самовираження і самореалізації	98,2%
3	Цікава творча робота як самоцінний зміст життя і як засіб для матеріальної незалежності	94%
4	Добробут, який молодь розглядає як запоруку комфортних умов життя і здоров'я свого і своєї сім'ї	92,6%
5	Міцна сім'я як невід'ємна умова особистого щастя і продовження роду	85,6%
6	Гармонійні відносини з оточуючими, засновані на довірі, злагоді та взаємоповазі	77%
7	Здоров'я як основний засіб реалізації життєвої стратегії	58,2%
8	Законність – відповідність власних дій встановленому державою правопорядку	55%
9	Авторитетність – здатність впливати на інших, мати владу над ними, досягати колективного успіху	47%
10	Моральність як критерій поведінки відповідно до загальнолюдських морально-етичних норм	42,4%
11	Залучення до цінностей духовної культури свого народу, можливість їх збагачення	36,5%
12	Суспільна користь майбутньої діяльності – підпорядкування власних цілей суспільним	22%

Ця ієрархія ціннісних орієнтацій об'єктивно вказує на негативний стан суспільного життя і проблеми в університетській освіті.

У сучасних умовах класична ідея Університету виглядає занадто обтяженою елітизмом, відчуттям винятковості, що в корені суперечить ідеї загальної доступності вищої освіти у контексті подальшого демок-

ратичного розвитку України. Ця ідея не сумісна з потребами масової освіти XXI століття, але, з іншого боку саме „омасовлення” вищої освіти деякі фахівці називають одним з чинників кризи Університету.

Філософське наповнення ідеї Університету, як і сам дискурс на цю тему, є, якщо можна так сказати, привілеєм багатих країн, яким по кишені впровадження в життя висновків такої дискусії.

Не спростовую необхідності філософського пошуку нової регулятивної ідеї Університету, але це потрібно робити, враховуючи сьогоденні реалії. І ця ідея повинна насамперед знайти сталий альянс між владою та знаннями, або, якщо хочете, наукою та політикою.

На закінчення відзначу, що ідея самовизначення Університету невідривна від самовизначення українського суспільства загалом. Ідея Університету сама викарбується, коли **автономія розуму** стане всеприбутним регулятивом суспільного життя країни.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Беланова Р.А. Гуманізація та гуманітаризація освіти в класичних університетах (Україна – США). – К: Видво Національного університету "Киево-Могилянська Академія", 2001. – 191 с.
- [2] Зубрицька М. Філософський дискурс ідеї Університету: в складних лабіринтах пошуку // Ідея Університету: Антологія / Упоряд.: М.Зубрицька, Н.Бабалик, З.Рибчинська; відп. ред. М.Зубрицька. – Львів: Літопис, 2002. – С.7-22.
- [3] Jaroslav Pelikan "The idea of the University: A Reexamination". – Yale University Press, 1994. – 288 p.
- [4] Henry Rosovsky "The University: An Owner's Manual". – New York and London: W.W.Norton & Company, 1991.
- [5] Derek Curtis Bok "Universities in the Marketplace: The Commercialization of Higher Education". – Princeton University Press, 2003.
- [6] Clarc Kerr "The Users of the University", 5th Edition. – Cambridge: Harvard University Press, 2001.
- [7] William G. Tierney "The Responsive University: Restructuring for High Performance". – Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1998.
- [8] R.Freeman Butts "The Civic Mission in Educational Reform: Perspectives for the Public and the Profession". – Stanford University, Stanford, California: Hoover institution press, 1989. – 361 p.
- [9] Марек Квек Національна держава, глобалізація та університет як модерний заклад // Ідея Університету: Антологія / Упоряд.: М.Зубрицька, Н.Бабалик, З.Рибчинська; відп. ред. М.Зубрицька. – Львів: Літопис, 2002. – С.280-288.
- [10] Sheila Slaughter, Larry L. Leslie "Academic Capitalism: Politics, Policies, and the Entrepreneurial University". – Baltimore: The Johns Hopkins University Press, 1997. – 276 p.
- [11] Шумілов Ю.А., Кліменко Б.В. Дискусійні міркування щодо переліку та змісту складових системи стандартів вищої освіти // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - № 1. – С.117-120.
- [12] Загірняк М.В. Стандартизація вищої освіти в США та Україні // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - № 2. – С.88-91.
- [13] Пролеєв С. Феномен університету та європейська "автономія розуму" // Філософська думка. – 2003. – № 3. – С.66-73.
- [14] Фарина С.Я. Соціалізація студентської молоді в аксіологічному вимірі // Проблеми та перспективи формування національної гуманітарно-технічної освіти: Збірник наукових праць / За редакцією Л.Л.Товажнянського та О.Г.Романовського. – Ч.1. – Харків: НТУ "ХПІ", 2002. – С.283-284.
- [15] Frank K. Rhodes "The Creation of the Future: The Role of the American University". – Ithaca and London: Cornell University Press, 2001.
- [16] Jacques Barzun "The American University: How it Runs, Where it is Going" (Second Edition). – Chicago and London: University of Chicago Press, 1993.
- [17] James J. Duderstadt "A University for the 21st Century". – Ann Arbor: University of Michigan Press, 2000.
- [18] Randall Collins "Credential Inflation and the Future of Universities," // The Future of the City of Intellect: The Changing American University. / Steven Brint, ed. – Stanford: Stanford University Press, 2002. – P.23-45.
- [19] Roger L. Geiger "The Competition for High-Ability Students: Universities in a Key Marketplace" // The Future of the City of Intellect: The Changing American University / Steven Brint, ed. – Stanford: Stanford University Press, 2002. – P.82-102.
- [20] Walter W. Powell, Jason Owen-Smith "The New World of Knowledge Production in the Life Sciences" // The Future of the City of Intellect: The Changing American University / Steven Brint, ed. – Stanford: Stanford University Press, 2002. – P.107-126.
- [21] Patricia J. Gumpert "Universities and Knowledge: Restructuring the City of Intellect" // The Future of the City of Intellect: The Changing American University / Steven Brint, ed. – Stanford: Stanford University Press, 2002. – P.47-76.
- [22] Burton R. Clark "University Transformation: Primary Pathways to University Autonomy and Achievement" // The Future of the City of Intellect: The Changing American University / Steven Brint, ed. – Stanford: Stanford University Press, 2002. – P.322-341.
- [23] Nannerl O. Keohane "The Liberal Arts and the Role of Elite Higher Education" // In Defense of American Higher Education / Philip G. Altbach, Patricia J. Gumpert, and D. Bruce Johnstone, eds. – Baltimore and London: Johns Hopkins, 2001. – P.181-201.
- [24] Jules B. LaPidus "Graduate Education and Research," // In Defense of American Higher Education / Philip G. Altbach, Patricia J. Gumpert, and D. Bruce Johnstone, eds. – Baltimore and London: Johns Hopkins, 2001. – P.249-274.

Надійшла 23.10.2003

Список авторів

Б

Байда Евгений Иванович	5
Баранов Михаил Иванович	62
Беликова Людмила Яковлевна	8
Бовда Александр Михайлович	75
Болюх Владимир Федорович	12
Бялобржеский Алексей Владимирович	19

В

Вороновский Геннадий Кириллович	66
---------------------------------------	----

Г

Головань Василь Иванович	23
Головань Иван Васильевич	23

Д

Дубинина Оксана Николаевна	44
----------------------------------	----

З

Заболотный Иван Петрович	29
Завгородний Виктор Дмитриевич	70
Загірняк Михайло Васильович	93

И

Игуменцев Евгений Александрович	33
---------------------------------------	----

К

Кныш Сергей Юрьевич	38
Козьменко Олексій Олександрович	42
Козлоков Александр Юрьевич	66
Кравченко Александр Иванович	75
Кузьмин Виктор Владимирович	77

Л

Левин Дмитрий Михайлович	49
Ломонос Андрей Иванович	19
Лущик В'ячеслав Данилович	42
Лысенко Людмила Ивановна	12

М

Мартыненко Вита Александровна	53
Марчук Ярослав Семенович	33
Махотило Константин Владимирович	66
Милых Владимир Иванович	44

П

Прокопенко Елена Александровна	33
Пуйло Глеб Васильевич	49

Р

Родькин Дмитрий Иосифович	53
---------------------------------	----

С

Себко Вадим Пантелеевич	83
Сергеев Сергей Александрович	66
Смирнитская Майя Борисовна	38
Смирнов Сергей Борисович	8
Ставинский Андрей Андреевич	57
Сычев Сергей Дмитриевич	53

Т

Титова Наталья Владимировна	83
Трищенко Елена Владимировна	49

Х

Хворост Николай Васильевич	87
----------------------------------	----

Ч

Черный Алексей Петрович	53
Чумак Владимир Анатольевич	87

Ш

Шпатенко Т.В.	77
--------------------	----

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

- Baida J.I.*
Computation of DC electromagnet dynamics using coupling magnetic flow and force dates its static characteristics defined by the final elements method.
The improved calculation method of DC electromagnet dynamic characteristics taking into account dissipation inductance and eddy currents of its winding is proposed. The method based on a two-dimension approximation of the magnet static characteristics defined by the final elements method.
Key words – **DC electromagnet, winding, magnetic flow, force, computation, static characteristic.**
- Belikova L.J., Smirnov S.B.*
Condenser capacity influence on starting and working properties of capacitor-run motor.
Researches of condenser capacity magnitude influence on starting and working properties of capacitor-run motor are conducted. An example is resulted with optimization of windings parameters in DAV series motor. Improved technological parameters of the motor are obtained.
Key words - **capacitor-run motor, multiplicity of a starting moment, efficiency, allowable area.**
- Bolyukh V.F., Lysenko L.I.*
Parametric synthesis of electromechanical converters with genetic algorithm application.
A technique for parameters-based synthesis of high-efficiency electromechanical impulse induction converters is suggested. The technique includes justification of the main initial optimization parameters and imposed functional and parametric constraints and is based on a genetic algorithm and a deformed polyhedron method combination. For disk-shaped and co-axial converters, the basic parameters and operation characteristics peculiarities are found, cryogenic cooling proving to significantly improve the converters performance.
Key words - **electromechanical impulse induction converters, cryogenic cooling, parametric synthesis, genetic algorithm.**
- Byalobrgetskiy A. V., Lomonos A. I.*
Research of non-linear electromechanical converters by power method.
In the given article principles of the description of the coil with steel are considered in view of losses arising in it and instant capacity formula for considered cases are received. The basic principles of horizontal and vertical sections method are given and the system of equations defining its diagnosed parameters are proposed. The system received on an experimental installation allowed determining parameters of diagnosed elements, included in its circuit.
Key words - **electromechanical impulse induction converters, coil with steel, losses, diagnosed parameters.**
- Golovan V.I., Golovan I.V.*
Energy losses in inductive regulator magnetic system putting into the rotor chain of AC motor in its dynamic modes.
Analyses of electromagnetic energy transformation in inductive regulator magnetic system putting into the rotor chain of AC motor in its dynamic modes of operation are fulfilled. The reason of disbalance in the magnetic toughness energy losses is set out and it caused by the relationship of quasi-static over magnetism and eddy currents. The magnetic toughness is initiated by electron grate of condensing system at warm oscillations of electrons on its defects. The absorption is coherent and conditioned by relaxation of dynamic polarization of nucleus with non-zero spins at the magnetic field switching.
Key words – **energy transformation, eddy currents, ferromagnetism, magnetic toughness, relaxation.**
- Zabolotny I.P.*
Influence of catalogue data errors on electromagnetic and unstationary modes parameters of asynchronous motor.
Influence of both starting current and maximal moments deviations on response characteristics and switch on operating variables of asynchronous motor intended for wind power-station are analyzed in the paper. The results of simulating the starting conditions with the use of the Park-Gorev's equations are compared with the experimental data.
Key words – **induction motor, starting current, starting torque, breakdown torque, response characteristics, deviations, switch on operating variables.**
- Igumencev E.A., Prokopenko E.A., Marchuk J.S.*
Statistical criteria at setting of vibration norms in gas transporting units.
The statistical model of vibration of a total level gas transporting units is developed. The marginal levels of vibrations, at which the repair of units is not required, are established by means of Newman-Pierson criterion. Density probability distribution of the general level casual vibration of units is received, the marginal vibration velocity levels of cases of bearings GPA-10 are designed. As limiting meanings the moments of the first and second order of the received distribution are used.
Key words – **turbine, vibration, norms, probability, failure.**
- Knish S.U., Smirnitskaya M.B.*
Estimation of labor protection organization in an atomic power station using of key cards.
The statistical indexes of labor protection organization in one of the most large subdivisions of Zaporozhia atomic power station are considered. Estimation of the organization quality is given and the

main reasons of its lowering with the use of check cards of the STATISTICA packet are set. Conclusions are made about using the same methods and means for such evaluation as in industrial enterprises.

Key words -- **atomic power station, labor protection, organization, indexes of quality.**

Luschik V.D., Kozmenko O.O.

Optimization of the shortly connected rotor winding in four-pole AC motor for its cascade operation mode.

Optimization calculations determining the bars number in AC motor with the shortly connected rotor winding and improving of its properties due to realization of cascade operation mode at starting are resulted.

Key words - **AC motor, winding, optimization.**

Milykh V.I., Dubinina O.N.

Calculations of eddy currents and power losses in turbogenerator stator end-stack segments.

A problem of calculating eddy currents and addy power losses in turbogenerator stator end core-lamination stack segments is solved via a numerical method taking into account existing design of both the turbogenerator and its elements. The losses distribution over the segment pack area and thickness is analyzed for two variants of its constructure.

Key words - **turbogenerator, stator end core-lamination stack segments, eddy current, added power loss.**

Puilo G.V., Levin D.M., Trischenko E.V.

Subsystem automated design of transformers with layer windings.

Conception, structure and functionality of sub-

system automated design and optimization of three phase power transformers with the layer windings and various types of magnetic systems are considered.

Key words – **transformer, automated design, layer windings, window, magnetic system, system principle.**

Rodkin D.I., Cherny A.P., Sychev S.D., Martynenko V.A.

Induction motor characteristics taking performance and overhaul steel deterioration into account.

The paper presents reasons for steel characteristics changing and eddy currents effect on induction motor static and dynamic characteristics. The analysis is made and the equivalent circuit is offered taking eddy currents inductive impedance into account. Calculation results are presented in dependencies of motor main operation conditions changing.

Key words: **induction motor, eddy currents, steel losses, equivalent circuit, static and dynamic characteristics.**

Stavinsky A. A.

Problem and the directions of electromechanical devices further evolution.

Improved methods of electrical machines and transformers are considered. The increasing importance of special performances and untraditional technical decisions of electromechanical devices are shown on the bases of literature review and concrete technical decisions of active and constructive parts.

Key words – **electromechanical devices, improving methods, active and constructive parts, multi-plane magnetic core.**

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

The approximate calculation of plasma minimum temperature in conductors at electrical explosion caused large impulsive currents.

The analysis of electrical explosion elementary stage in air of nonmagnetic cylindrical conductors from large impulsive currents at intensive momentary action is fulfilled. These currents are produced

62 in a circuit of high voltage electro-physical installation with capacity power accumulators. The approximate formula for determination of plasma minimum middle-mass temperature is proposed.

Key words – **high voltage electro-physical installation, large impulsive currents, conductor, electrical explosion, plasma, temperature.**

Electrical Engineering: Theory

Voronovsky G.K., Rozlov A.Y., Sergeev S.A., Mahotilo K.V.

The analysis of changes in power consumption by residential areas.

Data on power consumption by residential areas of large city are analyzed. The structural changes in a typical set of domestic appliances are identified and described.

Key words – **power consumption, residential areas, space heating.**

Zavgorodniy V.D.

66 **Esoterism of operators in theoretical electromechanics.**

Inherent properties of operators used in the generalized theory of electromechanical converters are analysed. It is proved, that the majority of them belongs to the unitary of Hermit operators class which are operators of rotation type symmetry. Action of Curie disymmetrilisation principle is shown.

Key words – **electromechanics, Hermit operator, rotation type symmetry.**

Kravchenko A.I., Bovda A.M.

About magnetic anisotropy measurement using combined magnet.

The method of determination of anisotropy of supercritical magnetic is offered. It includes measuring of influencing coefficient of the supercritical magnets onto the under-critical magnet placed between them. Its realization needs the elaboration of a mathematical model accounting properties of magnets included in combined magnet.

Key words - magnetic anisotropy, supercritical magnet, combined magnet.

Kuzmin V, Shpatenko T.

About mistakes assumed at raising of problem "choice of conventionally positive directions".

The analysis of reasons and ways of exit from the crisis state, which the problem of «choice of conventionally positive directions» in the theory of electric machines came into, is carried out. It is shown that it appeared insoluble by reason of fall-

75 ciousness of it rising. Physical content and mathematical correctness of the new methodical approach giving the sole decision in area of equivalent circuits and vector diagrams of electric machines is substantiated.

Key words - electric machine, equivalent circuit, vector diagram, conventionally positive direction.

Sebko V.P., Titova N.V.

Modifications of contact electromagnetic method for two-parameters.

77 Modifications of contact electromagnetic method of joint control of relative permeance and electric permittivity, which enable in practice to realize a determination of such physical-mechanical values as durability, hardness, temperature, presence of dominant admixtures in wares and others by measured value of magnetic permeability and specific electrical conductivity, are considered.

Key words – electromagnetic method, magnetic permeability, electrical conductivity.

83

Electric Transport

Hvorost N.V., Chumak V.A.

Operating modes of the network filter in semi-conductor converters intended for a traction electricity transmission of the DC main rolling stock.

The analysis of operating modes of the entrance filter of a traction electricity transmission

87 with semi-conductor converters of the main rolling stock is executed at switching excess of a voltage in a traction network. Ways of restriction excess of a voltage on an output of the filter is considered.

Key words - rolling stock, traction electricity transmission, semi-conductor converter, network filter, operating modes.

Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

Zagirnyak M.V.

"Idea of University" in Ukraine (to the discussion at Sixth Annual Conference of Fullbright Program in Ukraine)

Reasoning about the modern state and prospects of the Ukrainian university development,

93 problems in university education and their communication with intellectual person role in Ukrainian society expounded in the article.

Key words – education, intellectual person, modern state, prospects in the Ukraine.

ПЕРЕЛІК ПУБЛІКАЦІЙ 2003 РОКУ

№1

Асатурян А.Ш., Жорняк Л.Б., Бояринцева Е.В.	Об оптимизации температурных режимов в электрических аппаратах	5
Богославский Ю.М., Чумак В.В., Войтех В.А., Працюк В.В.	Регулируемые комплексы на базе асинхронного двигателя и преобразователя частоты	11
Болюх В.Ф., Данько В.Г., Лысенко Л.И.	Эффективность работы и параметры многосекционного индукционного ускорителя с криогенным охлаждением	14
Васьковский Ю.Н.	Перспективы моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе цепи - полевых методов	23
Гетья А.Н., Шарабан Ю.В.	Перспективы применения вентильных электродвигателей в агрегатах авиационной техники	26
Гилёв А.А., Гагаринов В.Г.	Особенности синхронного отключения силовых электрических цепей среднего напряжения	29
Горбачев М. Н.	Новый принцип стабилизации мощности во вторичных источниках питания постоянного тока	30
Дудник М.З., Демченко Г.В.	Опытный образец вентильно-реактивного тягового двигателя	32
Зекцер Д.М.	Некоторые научно-практические соображения относительно конструкций вновь разрабатываемых и модернизируемых электромагнитных реле	36
Клименко Б.В., Байда Е.И.	О проектировании броневых электромагнитов постоянного тока на базе расчета магнитного поля методом конечных элементов	38
Клименко Б.В., Лупиков В.С., Выровец С.В., Емельянов В.Л., Крюкова Н.В.	Анализ моделей магнитного поля электрооборудования, используемых при обеспечении электромагнитной совместимости	41
Козлов В.В.	Расчет максимальной температуры обмоток силовых трансформаторов методом конечных элементов	49
Конохов Н.Н.	Проблемы ремонтпригодности и повышения послеремонтной надежности электродвигателей ВА02 и 2АЗМВ	53
Кузьмин В.В., Кобзар К.А.	К вопросу выбора системы вентиляции в турбогенераторах малой мощности с воздушным охлаждением	56
Кузьмин В.В., Сколотин В.В.	К вопросу преобразования энергии в синхронном генераторе при работе на реактивную нагрузку	58
Кучинский К.А.	Исследование термомеханических перемещений и напряжений в изоляции статорной обмотки мощного турбогенератора	60
Милых В.И., Дубинина О.Н.	Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки	64
Руссова Н.В.	Оптимизация симметричных двухкатушечных электромагнитов постоянного тока и напряжения при повторно-кратковременном режиме работы	70
Ткачук В.І., Гайдук В.Г., Каша Л.В., Пелень Н.В.	Математичне моделювання та комп'ютерне симулювання електромеханічних процесів у керованому вентильному реактивному двигуні з буфером енергії	72
Чепелюк А.А.	Экспериментальное исследование влияния формы рабочего зазора на тяговые усилия в электромагните с поперечным движением якоря	77
Чумак В.В.	Коммутационные процессы в обмотках электрических машин	81

№2

Бондаренко В.Е.	Бесконтактный вихретоковый преобразователь для контроля диаметра и удельного электрического сопротивления немагнитных цилиндрических изделий в полях различной ориентации	5
Борзік В.Л.	Апроксимація кривої намагнічування сталі в суміщених електричних машинах	11
Вербовой А.П., Вербовой П.Ф.	Исследование влияния величины напряжения на электромагнитные параметры катушки из ферромагнитного проводника	13
Галайко Л. П.	Учет магнитных потерь при проектировании вентильных индукторных двигателей	17
Головань В.І., Головань І.В.	Ресурсозберігаючі аспекти при розробці технічних рішень АДП в колі ротора	19
Дорохов А.В., Финкельштейн В.Б.	Смягчение электродинамических перегрузок при подключении к сети асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов	24
Завгородній В.Д.	Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (частина 2)	28
Завгородній В.Д., Старостін О.С., Петрова О.А.	Моделювання форм геометричних структур електромеханічних перетворювачів двосторонньої зубчастості	33
Луников В.С.	Способ настройки системы компенсации магнитного поля распределительного устройства	38
Мищенко Т.Н., Михаличенко П.Е., Костин Н.А.	Вероятностные характеристики случайной функции напряжения на токоприёмнике первого украинского электровоза ДЭ1	43
Намитокоев К.К., Клименко Б.В.	Электрическая дуга: 200-летний юбилей великого открытия	46
Постольник Н.В., Середа А.Г.	Преимущества и перспективы использования разрядных ламп высокого давления типа ДРЛ	50
Рассальский А.Н., Солодуненко Д.В.	Математическая модель процесса сушки изоляции трансформаторов тока	53
Сосков А.Г., Алаев П.Н., Соскова И.А.	Расчет нагрева мощных тиристоров с припаянными контактами в составе электронных ключей при воздействии импульсов тока произвольной формы	55
Чабан В., Ковівчак Я., Кашкалов В., Чабан А.	Симуляція комутаційних перенапруг асинхронного мотора, що живиться через кабель	58
Шинкаренко В.Ф., Платкова Н. А.	Категория рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин	61
Баранов М.И.	Электротермическая стойкость изолированных проводов и кабелей к воздействию больших импульсных токов молнии	67
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	75
Юферов В.Б., Друй О.С., Скибенко Е.И., Холод Ю.В., Черный О.В., Ильичева В.О., Муфель Е.В., Рибалко А.Н.	Сверхпроводящие магнитные системы сложной формы и высокой плотностью транспортного тока	81
Боев В.М.	Постановка задачи расчета поля тороидального трансформатора с учетом витого магнитопровода и осевого витка обмотки	90
Горбачев М.Н.	Развитие аналитических методов нахождения негармонических решений в задачах теории радиотехнических и электрических цепей	93

Набока Б.Г., Кононов Б.Т., Нечаус А.А.	Асимптотические характеристики и подобие электростатических полей соленоидов	96
Заблудский Н.Н., Шевцов Л.В.	Использование квалитметрии для повышения уровня подготовки студентов электротехнических специальностей	102

№3

Алпатов А.И.	Новые задачи проектирования трансформаторов	5
Байда Е.И. Чепелюк А.А.	Расчет электромагнитных систем с поперечным движением якоря и ферромагнитными шунтами в рабочих зазорах	7
Бондар О.І.	Аперіодичний процес в нелінійному колі з електролізером осадження металу постійним струмом	12
Борзiк В.Л.	Неявний метод чисельного розрахунку перехідних процесів в суміщених електричних машинах	17
Головань В.І. Головань І.В.	Інформаційна модель технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора	19
Дьяченко Ю.Ю.	Определение подходов к обработке измерительной информации в высокочастотных влагомерах	24
Завгородній В.Д.	Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (частина 3. Аналіз впливу технологічних похибок)	26
Загирняк М.В. Усатюк В.М.	Усовершенствование конструкции двухстадийного сепаратора с Ш-образной магнитной системой и дисковым разгружающим устройством	32
Зекцер Д.М.	Некоторые технические решения для контактных пружин и оболочек реле	35
Кравченко А.И., Бовда А.М.	Комбинированные постоянные магниты: расширение классификации постоянных магнитов	37
Рассальский А.Н.	Системы мониторинга силовых трансформаторов	40
Себко В.В.	Воздействие температуры на магнитную проницаемость и удельную электрическую проводимость цилиндрического изделия	44
Худяев А.А.	К проблеме повышения точности воспроизведения в классе многоканальных воспроизводящих систем с эталонной настройкой каналов	48
Чабан В.Й. Білий Л.А. Чабан А.В.	Розрахунок статичних характеристик асинхронних моторів	53
Баранов М.И.	Электродинамическая стойкость цилиндрического тонкостенного токопровода к воздействию больших импульсных токов	56
Баранов М.И.	Упрощенная математическая модель электрического взрыва проводников под воздействием больших импульсных токов	59
Батыгин Ю.В. Лавинский В.И.	Распределение тока по поверхности плоской листовой заготовки при непосредственном подключении источника	65
Вербовой А.П., Вербовой П.Ф.	Полное удельное электрическое сопротивление цепей на переменном токе – величина комплексная	67
Ивлева Л.Ф. Пелевин Д.Е.	Определение магнитного квадрупольного технического объекта статическим контурным измерительным преобразователем	73
Латинiн Ю.М. Мілих В.І.	Аналіз базових державних стандартів з електротехніки	77
Рудас Ю.Д. Лукиков В.С.	Метод исследования магнитного поля источника	82

№4

Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.	Инженерная методика расчета рабочих характеристик электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа	5
--	--	---

Бялобржеский А.В.	Особенности динамических режимов работы генераторов постоянного тока	11
Васьковский Ю.Н., Гибель Ю.А.	Моделирование динамических режимов электромеханических преобразователей цепно – полевыми методами в системе “MATLAB – FEMLAB”	16
Голенков Г.М.	Моделирование тяговых характеристик линейных асинхронных электродвигателей	21
Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н.	Синтез обмоток с уменьшенным содержанием прямовращающихся гармоник МДС	23
Дорохов А.В.	Динамические характеристики асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов при подключении их к сети через демпфирующее сопротивление с последующим его шунтированием	26
Заблодский Н.Н.	Формирование выходных характеристик многомодульной электротепло-механической системы	32
Завгородній В.Д., Мороз В.І., Петрова О.А.	Квантово–механічна модель давачів кута індукційного типу (частина 4. Аналіз методів обробки вихідних сигналів)	36
Карпович О.Я., Онищенко О.А.	Компьютерное исследование динамических свойств вентильно-индукторного двигателя	42
Котиш А.І., Плешков П.Г.	Визначення умов розвитку ферорезонансу в повітряних мережах з трансформаторами напруги типу НАМИ	46
Кучинский К.А.	Термомеханическое состояние изоляции обмотки статора при пуске турбогенератора	48
Ларин А.М., Ламари Абдессалем, Ларина И.И.	Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных машин при различных уровнях насыщения	52
Милых В.И., Полякова Н.В.	Анализ фазовых соотношений электромагнитных величин в турбогенераторе на основе численных расчетов магнитных полей	59
Петрушин В.С., Якимец А.М., Кобрин В.Л.	Тепловые расчеты нестационарных режимов работы асинхронных двигателей регулируемых электроприводов	65
Руссова Н.В.	Синтез симметричных П-образных двухкатушечных электромагнитов постоянного напряжения по интегральному критерию качества	69
Рымша В.В.,	Математическое моделирование линейных вентильно-реактивных двигателей	72
Самойлов Г.А.	Универсальная программа анализа любых типов трехфазных обмоток	77
Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А.	Показатели качества и структурной оптимизации пространственных электромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей	79
Харчишин Б.М.	Синтез генетично модифікованих конструкцій магнітоелектричних перетворювачів	83
Чуванков В.Ю., Чувашев В.А., Железняков А.В., Папазов Ю.Н., Медведев Ю.Л., Чувашев И.В., Демченко В.Н., Лень А.Т.	Электромагнитный момент взрывозащищенного асинхронного электродвигателя с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора при стохастическом нагружении	87
Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А.	Генетический анализ и систематика видов асинхронных машин поступательного движения (род плоских)	92
Баранов М.И.	Расчет кратера электротеплового разрушения на металлической обшивке летательного аппарата при прямом ударе в нее молнии	101
Хворост Н.В., Панасенко Н.В.	Электрические железные дороги: этапы и перспективы развития	104
Вербовой А.П., Вербовой П.Ф.	Структура учебников по электрическим машинам и аппаратам	115

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

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2004'1

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов
Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 23.02.2004 р.
Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy
Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 13,25.
Наклад 300 прим. 1-й завод - 110. Зам. № 15. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
