



Електротехніка і Електромеханіка

Электротехника и Электромеханика

Electrical engineering & Electromechanics

2003'3



Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics

EIE Щоквартальний науково-практичний журнал **2003'3**

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

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)

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

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

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

Рєзцов 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", 2003

ЗМІСТ

Електричні машини та апарати

Алпатова 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
Борзік 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

Техніка сильних електричних та магнітних полів

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

Теоретична електротехніка

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
Латинін Ю.М. Міліх В.І.	Аналіз базових державних стандартів з електротехніки	77

Рудас Ю.Д. Лупиков В.С.	Метод исследования магнитного поля источника	82
----------------------------	--	----

Ювілеї

Намитоков К.К.	К 80-летию со дня рождения	86
Осташевский Н.А.	К 60-летию со дня рождения	87

Інформація

Лучук В.Ф., Марков А.М., Щукин И.С.	Защита электродвигателей на основе электронных реле РЭЗЭ-6, РЭЗЭ-7	88
Лучук В.Ф., Марков А.М., Щукин И.С.	Диагностирование электрических машин с помощью приборов ИДО-05, ИДВИ-02, ИДП-03	89
Мельник Я.В.	Выключатели вакуумные серии ВР. Особенности конструкции и результаты испытаний в НИЦ ВВА г. Москва	90
До відома авторів	Про підвищення вимог до фахових видань, внесених до переліків ВАК України	95
Список авторів		96
Abstracts		97

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.

НОВЫЕ ЗАДАЧИ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Алпатов А.И., зам. нач. конструкторско-технологического отдела

ОАО "Электрозавод"

Россия, 107023, Москва, ул. Электrozаводская, 21, ОАО ПКХК "Электрозавод"

тел (095) 777-8211

Описуються постановки деяких задач, що виникли перед конструктором-розраховувачем трансформаторів останнім часом, даються підходи до їхнього вирішення.

Описываются постановки некоторых задач, возникших перед конструктором-расчетчиком трансформаторов в последнее время, даются подходы к их решению.

Развитие теории и практики трансформаторостроения породило ряд новых проблем и задач, которые непосредственно затрагивают этап проектирования трансформаторов. К таким задачам относятся:

- экспресс-проектирование трансформаторов;
- моделирование и расчет трансформаторов в рабочих режимах;
- снижение потерь от магнито-контурных токов, и другие.

Экспресс-проектирование трансформаторов. Представляет собой подзадачу нового класса задач – идентификации трансформаторов [1], цель которых заключается в определении основных геометрических и конструктивных параметров $Q = \{q_i\}$ по данным измерений (собственно идентификация) или данным технического задания (проектирование). Математически задача идентификации формулируется как последовательность задач:

1) поиска операторов $G_i(Q)$ из уравнений

$$R_i = G_i(Q)V_i, \quad (1)$$

2) получения искоемых значений параметров $Q = \{q_i\}$ с помощью найденных операторов $G_i(Q)$.

В наиболее простой и эффективной электротехнической постановке задачи реакция R_i на i -ое внешнее воздействие и само воздействие V_i ($i=1,2,\dots$) суть токи и напряжения обмоток, а связь (1) представляет собой известное уравнение состояния трансформатора [2, 3]. При этом в общем виде, например, задача для однофазного двухобмоточного трансформатора формулируется так: по известным номинальным напряжениям обмоток U_{1n} , U_{2n} и номинальным токам I_{1n} и I_{2n} , параметрам х.х. P_0 , i_0 и к.з., P_k , u_k необходимо определить высоты h_i , радиальные размеры a_i , числа витков w_i обмоток $i=1, 2$, а также диаметр стержня магнитопровода d . В иной постановке искомыми параметрами могут выступать, например, эквивалентная длина магнитной системы l_m , магнитная проницаемость магнитной системы μ и др.

Рассмотрим последовательность действий на каждом из двух этапов. На первом этапе решается задача диагностики параметров электрической и магнитной цепных моделей трансформатора. Имеем

$$\begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_1^1 & U_1^2 \\ U_2^1 & U_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{10} & 0 \\ 0 & I_{20} \end{bmatrix}^{-1};$$

$$\begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1^1 & I_1^2 \\ I_2^1 & I_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} U_{1k} & 0 \\ 0 & U_{2k} \end{bmatrix}^{-1};$$

$$\begin{bmatrix} \Omega_{11} & \Omega_{12} \\ \Omega_{21} & \Omega_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_1^1 W_1 & I_1^2 W_1 \\ I_2^1 W_2 & I_2^2 W_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \Phi_{1k} & 0 \\ 0 & \Phi_{2k} \end{bmatrix}^{-1};$$

$$\begin{bmatrix} \Lambda_{11} & \Lambda_{12} \\ \Lambda_{21} & \Lambda_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{O}_1^1 & \Phi_1^2 \\ \Phi_1^1 & \Phi_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_{10} W_1 & 0 \\ 0 & I_{20} W_2 \end{bmatrix}.$$

Здесь U_i^j – напряжение i -ой обмотки в опыте х.х. со стороны j -ой обмотки, I_{i0} – ток х.х. со стороны i -ой обмотки; I_i^j – ток i -ой обмотки в опыте к.з. со стороны j -ой обмотки, U_{ik} – напряжение к.з. i -ой обмотки; $\dot{O}_i^j$ – поток i -ой обмотки в опыте х.х. со стороны j -ой обмотки, Φ_{ik} – поток i -ой обмотки в опыте к.з. со стороны этой же обмотки; $\{Z_{ij}\}_{22}$, $\{Y_{ij}\}_{22}$ – матрицы электрических сопротивлений и проводимостей эквивалентного 4-полюсника; $\{\Omega_{ij}\}_{22}$, $\{\Lambda_{ij}\}_{22}$ – матрицы магнитных сопротивлений и проводимостей схемы замещения магнитной цепи.

Второй этап заключается собственно в определении искоемых величин на основе известных в теории трансформаторов [4, 5] соотношений, связывающих геометрико-конструктивные параметры трансформаторов с параметрами электрических и магнитных схем замещения. Некоторые из этих соотношений приведены в табл. 1.

Таблица 1

Параметр	Выражение через режимные параметры	Выражение через геометрические параметры
R_1	$R_e Z_{11} - k_{12} R_e Z_{12} \approx \approx 0.5 R_e (Y_{11}^{-1})$	$\frac{\rho_1 w_1 \pi (d + 2\Delta_{01} + a_1) \delta_1}{I_{1i}}$
R_2	$R_e Z_{22} - k_{21} R_e Z_{21} \approx \approx 0.5 R_e (Y_{22}^{-1})$	$\frac{w_1^2 \mu_0 \pi [(d + 2\Delta_{01} + 2a_1 + 2\Delta_{12} + a_2)^2 - 4h]}{4h} - \frac{(d + 2\Delta_{01} + a_1)^2}{4h},$ $i=1,2$
L_k^i	$\frac{I_m (Y_{ii}^{-1})}{\omega}, i=1,2$	$\frac{\rho_2 w_2 \pi (d + 2\Delta_{01} + 2a_1 + 2\Delta_{12} + a_2) \delta_2}{k_a I_{2i}}$
L_i	$\frac{I_m Z_{ii}}{\omega}, i=1,2$	$\frac{w_i^2 \mu k_3 \pi d^2}{8(h + 2d + a_1 + a_2 + \Delta_{dy} + \Delta_{iy} + \Delta_{01} + \Delta_{12} + \Delta_{02})},$ $i=1,2$

Здесь R_i – активное сопротивление i -ой обмотки; L_k^i – индуктивность короткого замыкания со стороны i -той обмотки; L_i – индуктивность i -той обмотки; ρ_i – удельная проводимость проводника i -ой обмотки; μ –

магнитная проницаемость магнитной системы; μ_0 – магнитная постоянная; δ_i – плотность тока в i -ой обмотке; Δ_{01} , Δ_{12} , Δ_{02} , $\Delta_{вн}$, $\Delta_{нв}$ – нормативные изоляционные расстояния соответственно: магнитная система – внутренняя обмотка, между обмотками, наружная обмотка – боковое ярмо, обмотки – верхнее ярмо, обмотки – нижнее ярмо; k_z – коэффициент заполнения стальной описанной окружности, $k_{из}$ – коэффициент, показывающий долю изоляции в сечении i -той обмотки; k_δ – коэффициент добавочных потерь.

Приведенные выражения позволяют сформировать систему уравнений, решением которой являются искомые значения a_1 , a_2 , h , w_1 , w_2 , d . Некоторые сравнительные результаты применения традиционного (Т) и предлагаемого (П) метода приведены в табл. 2. Предлагаемый метод удобен также для экспресс-анализа различных вариантов конструкций.

Таблица 2

Тип трансформатора	Число витков первичной обмотки w		Радиальный размер обмоток a , м		Высота обмоток h , м		Диаметр стержня d , м	
	Т	П	Т	П	Т	П	Т	П
ТМГ-630/10	23	24	0,032	0,028	0,43	0,53	0,2	0,196
ТМГ-400/10	28	30	0,029	0,023	0,350	0,458	0,180	0,173
ТМГ-250/10	36	37	0,022	0,020	0,288	0,336	0,160	0,157
ТМГ-160/10	47	49	0,022	0,022	0,285	0,384	0,140	0,146
ТМГ-100/10	59	62	0,021	0,018	0,236	0,302	0,125	0,123
ТМГ-400/35	28	30	0,028	0,020	0,407	0,632	0,180	0,182
ТМГ-630/35	23	22	0,030	0,027	0,490	0,516	0,200	0,203

Моделирование и расчет трансформаторов в рабочих режимах. В традиционном представлении магнитные характеристики полей рассеяния трансформаторов, в основном, линейны. Однако исследования показали, что это не так [2, 3]. Наглядной иллюстрацией последнего утверждения служит выражение

$$\{Z_{ij}\}_{22} \neq \{Y_{ij}\}_{22}^{-1}, \quad (2)$$

отражающее соотношение между параметрами холостого хода $\{Z_{ij}\}_{22}$ и короткого замыкания $\{Y_{ij}\}_{22}$ трансформатора. Неравенство (2) показывает, что указанные параметры соответствуют разным магнитным состояниям трансформатора и, поэтому, например, объединение в одной системе уравнений данных двух этих режимов неправомерно. Более глубокий анализ позволил установить, что основной причиной этого факта является неравномерное распределение индукции в магнитной системе в рабочих режимах. Отмеченная неравномерность, в свою очередь, обуславливает нелинейное изменение магнитного сопротивления потоку рассеяния и, в итоге, изменение реактивного сопротивления трансформатора в сравнении с режимом к.з. Неучет данного обстоятельства приводит к тому, что неправильно рассчитываются воздействия, которым может подвергаться трансформатор в режиме внезапного короткого замыкания и других.

Расчет реального индуктивного сопротивления трансформаторов в рабочем режиме сводится к введению поправочного коэффициента к расчетному сопротивлению к.з. Сам коэффициент может быть приближенно вычислен путем сопоставления заданных параметров х.х. и к.з. на основе известных свойств

матриц Z и Y параметров эквивалентных многополюсников. Более сложной является расчетная модель распределения магнитного поля в магнитной системе трансформатора в режиме номинальной нагрузки, необходимая для вычисления уточненных параметров х.х. Предпочтительным здесь видится путь цепного моделирования.

Снижение потерь от магнито-контурных токов. Обнаруженный в середине 70-х годов эффект возбуждения в магнитных системах трансформаторов электрических токов проводимости, замыкающихся вдоль контура магнитопровода [7], тем не менее не получил отражения в методиках проектирования. В [8] предложен подход к предварительной оценке потерь в магнитной системе, вызванных указанными токами. Суть предложения сводится к последовательной реализации следующих двух этапов:

- нахождению функции пространственного распределения по глубине окна магнитной системы ЭДС, вызывающих магнито-контурные токи $E_k(x)$;
- вычислению параметров электрической модели магнитопровода на основе нормированного значения удельного сопротивления межлистовой изоляции и последующему вычислению пространственного распределения электрических сопротивлений контуров магнитопровода – $R_k(x)$.

Дальнейший расчет собственно токов в контурах магнитопровода и вызываемых ими потерь достаточно тривиален. Однако важным является обоснование допустимого уровня указанных токов и потерь. В качестве такого критерия предлагается принять значение тока, вызывающего максимально допустимый по нормам перегрев пластин.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Алпатова А.И., Бутырин П.А., Алпатов М.Е. Идентификация трансформаторов // Изв. РАН. Энергетика. - 2001. - №4. - С. 93-98.
- [2] Бутырин П.А., Алпатов М.Е. Диагностика силовых трансформаторов под нагрузкой // Изв. РАН. Энергетика. - 1996. - №1. - С. 74-81.
- [3] Бутырин П.А., Алпатов М.Е. Непрерывная диагностика трансформаторов // Электричество. - 1998. - №7.
- [4] Васютинский С.Б. Вопросы теории и расчета трансформаторов. Л.: Энергия, 1970.
- [5] Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов. М.: Энергоатомиздат, 1986.
- [6] Алпатов М.Е. Алпатова А.И. Формализация предварительных расчетов силовых трансформаторов // Электричество. - 1996. - №2.
- [7] Хенкин А.Л., Алпатов М.Е. Токи в контурах магнитных систем трансформаторов/ Электротехника. - 1983. - №7. - С. 55-57.
- [8] Алпатов М.Е., Алпатова А.И. Моделирование магнитно-контурных токов в трансформаторе. Электрический журнал. – 2002. - №1. - С. 36-40.

Поступила 03.01.2003

РАСЧЕТ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ С ПОПЕРЕЧНЫМ ДВИЖЕНИЕМ ЯКОРЯ И ФЕРРОМАГНИТНЫМИ ШУНТАМИ В РАБОЧИХ ЗАЗОРАХ

Байда Е.И., к.т.н., доц., Чепелюк А.А.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел. (0572) 40-08-64, E-mail: baida@kpi.kharkov.ua, chep@kpi.kharkov.ua

Приведені результати розрахунку статичних тягових характеристик електромагнітних систем з поперечним рухом якоря методом ділянок та методом кінцевих елементів. Проведений порівняльний аналіз розрахункових та експериментальних даних, на основі якого визначені області застосування даних методів при проектуванні електромагнітних систем з поперечним рухом якоря.

Приведены результаты расчета статических тяговых характеристик электромагнитных систем с поперечным движением якоря методом участков и методом конечных элементов. Проведен сравнительный анализ расчетных и экспериментальных данных, на основании которого определены области применения данных методов при проектировании электромагнитных систем с поперечным движением якоря.

Использование в воздушных контакторах переменного тока с поворотной контактной системой приводных электромагнитов постоянного тока с поперечным движением якоря, взамен традиционных, позволяет улучшить их технико-экономические показатели за счет более рациональной компоновки конструкции [1].

Эскиз такого электромагнита с обозначением основных размеров приведен на рис. 1. Подвижная часть электромагнита - якорь 4 закреплен жестко на валу 5, на котором вращаются и подвижные контакты. Ось вращения якоря при этом совпадает с осью вращения вала (точка O), однако, рабочая плоскость якоря смещена относительно оси вращения вала (установлена прокладка 6). В результате такой компоновки электромагнита ось сердечника 2 с катушкой 3 располагается параллельно плоскости установки контактора, что приводит к уменьшению его габаритного размера по глубине. Якорь наклонен относительно неподвижной части электромагнита, при этом величины рабочих зазоров (между скобами 1 и якорем) будут разными - δ_1 и δ_2 .

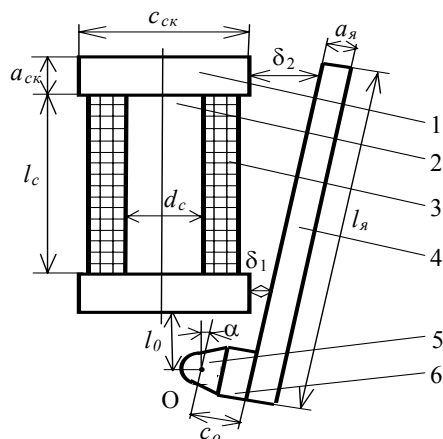


Рис.1 Эскиз электромагнита с поперечным движением якоря для контактора переменного тока

Основной характеристикой рассматриваемого электромагнита постоянного тока является его статическая тяговая характеристика, которая представляет

собой зависимость тягового момента от угла поворота, вид которой зависит от конструктивного исполнения электромагнита.

Величина раствора между контактами контактора должна быть порядка 6-8 мм [2], что соответствует углу поворота вала на 8-10 градусов. При такой компоновке электромагнита и заданных габаритных размерах контактора, величины рабочих зазоров в начальном положении могут достигать больших значений, что приводит к уменьшению проводимостей этих зазоров, вследствие чего снижаются тяговые усилия электромагнита.

Для увеличения тяговых усилий при начальных углах поворота якоря в электромагните постоянного тока, целесообразным является установка в рабочих зазорах ферромагнитных шунтов [3,4]. Наличие ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах, однако, приводит к уменьшению тяговых усилий при притяннутом якоря. Применительно к приводным электромагнитам контакторов, это не является недостатком, так как значительное превышение тягового усилия над противодействующим приводит к снижению износостойкости конструкции.

На рис.2 приведены предложенные нами варианты конструкций электромагнитных систем с поперечным движением якоря [5]. Сопоставление тяговых характеристик таких электромагнитных систем, полученных экспериментально с противодействующей характеристикой макетного образца контактора [5] подтверждает целесообразность применения таких технических решений в конструкциях контакторов переменного тока.

Для расчета магнитных систем с поперечным движением якоря ранее нами предлагалось использование комбинированного метода расчета по схеме замещения [1,6]. Данный метод представляет собой сочетание метода дихотомии с методом итераций. Расчет тяговых усилий (моментов) в рабочих зазорах производится по энергетической формуле. При использовании энергетической формулы требуются аналитические выражения определения магнитных про-

проводимостей рабочих воздушных зазоров. Поэтому при использовании комбинированного метода расчета магнитных цепей расчет магнитных проводимостей воздушных зазоров обычно производится методом укрупненных трубок поля (метод Г. Ротерса), что позволяет получить аналитическую зависимость магнитной проводимости рабочего зазора от его величины. Однако, в случае сложных конфигураций полюсов (при использовании ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах) применение данного метода становится затруднительным.

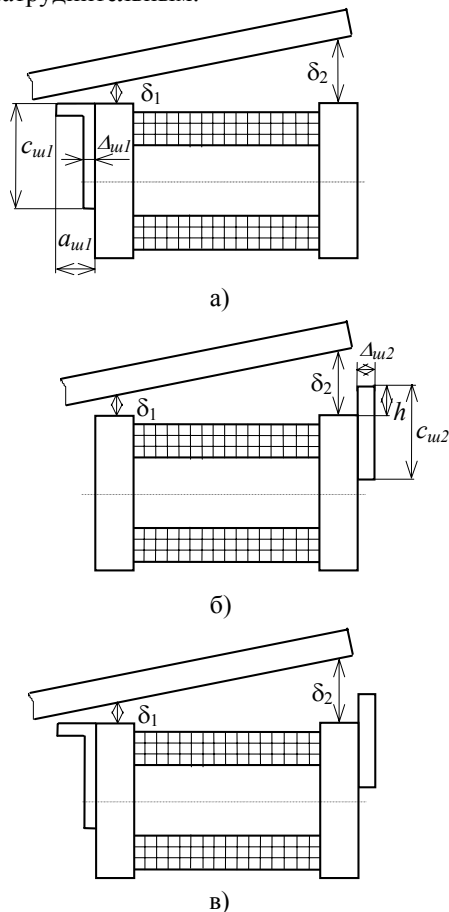


Рис.2 Варианты исполнения конструкции электромагнита с поперечным движением якоря (а – с шунтом в меньшем зазоре, б – с шунтом в большем зазоре, в – с шунтами в двух зазорах)

Основными недостатками расчета магнитной цепи указанными методами является и то, что они основываются на недостаточно строго обоснованных допущениях, а именно:

- формы укрупненных трубок магнитного потока задаются произвольно расчетчиком, что при сложных конфигурациях полюсов (при наличии ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах) может привести к существенным неточностям и как следствие к значительной погрешности вычисления проводимости;
- допущение о равномерности распределения магнитного потока в сечениях деталей магнитопровода и ферромагнитных шунтов;
- допущение о перпендикулярности магнитных силовых линий к поверхности полюсных наконечников,

что в случае насыщения ферромагнитных деталей (участков) не вполне корректно.

Принятие этих допущений в ряде случаев приводит к значительным погрешностям расчета магнитных цепей.

Более корректным и точным методом расчета электромагнитных систем в этом отношении является метод конечных элементов [7,8], в основе которого лежит принцип минимума энергии магнитного поля.

До недавнего времени (80-е годы прошлого века) метод конечных элементов имел ограниченное применение, так как его практическая реализация из-за больших объемов вычислений была возможна лишь при наличии мощных ЭВМ обладающих большим объемом оперативной памяти и высоким быстродействием. Применение данного метода ограничивалась разработкой пользователями небольших программ, позволяющих решать конкретную задачу. Практическая реализация метода конечных элементов в виде универсальных компьютерных программ для расчетов электромагнитных полей, имеющих место в электрических аппаратах, стала возможной благодаря появлению современных быстродействующих ЭВМ.

В настоящее время рядом фирм разработаны специализированные комплексные программы, значительно упрощающие реализацию полевого метода в расчетах электромагнитных механизмов. Примером такой комплексной программы является программа femm, размещенная в Internet на сайте femm.berlios.

Для реализации метода конечных элементов расчетная область, в которой определяется решение, разбивается на объемные (в случае объемных полей) или плоские (в случае плоскопараллельных полей) элементы конечной величины, внутри которых значение магнитного потенциала аппроксимируется кусочно-планарной функцией. Размеры и формы элементов могут изменяться произвольно, а их взаимные соединения не обязательно должны следовать какой-либо регулярной структуре, т.е. сетка из элементов, с помощью которой моделируется внутренняя область задачи, не является регулярной ни геометрически, ни топологически. При выборе размеров и формы элементов следует принимать во внимание ожидаемое распределение плотности энергии в пределах рассматриваемой области. Размеры элементов должны быть минимальными там, где плотность энергии велика, и там где она резко изменяется.

При решении плоских задач чаще всего для разбивки расчетной области используются треугольные элементы, а значение магнитного потенциала аппроксимируется линейной функцией. При решении объемных задач для разбивки расчетной области чаще всего используются тетраэдры.

После разбивки расчетной области на элементы и наложения граничных условий рассчитываются коэффициенты аппроксимации, исходя из минимума функционала, определяющего суммарную запасенную энергию системы при условии стыковки потенциалов в узлах. Вид функционала в случае ферромагнитной среды имеет вид:

$$F(A) = \int_V W(\vec{A}) \cdot dV - \int_V \vec{J} \cdot \vec{A} \cdot dV, \quad (1)$$

где $W(\vec{A})$ - удельная энергия, запасенная системой:

$$W(\vec{A}) = \int \vec{H} \cdot d\vec{B}, \quad (2)$$

где V - объем, занимаемый ферромагнетиком, $\vec{J}$ - вектор плотности тока в катушке электромагнита; $\vec{A}$ - векторный магнитный потенциал.

Вектор магнитной индукции - $\vec{B}$ и вектор напряженности магнитного поля - $\vec{H}$ представляют собой:

$$\vec{B} = \text{rot} \vec{A}, \quad (3)$$

$$\vec{H} = \nu \cdot \vec{B}, \quad (4)$$

где ν - величина, обратная магнитной проницаемости.

Определяемое в ходе решения задачи методом конечных элементов распределение магнитной индукции, позволяет выявлять в ферромагнитных деталях магнитопровода насыщенные участки, корректировка размеров которых приведет к более эффективному использованию активных материалов.

Целью расчета приводных электромагнитов является получение зависимости электромагнитного момента (M) создаваемого потоками в рабочих зазорах и потоками утечки между якорем и сердечником от угла поворота якоря (α).

В случае плоскопараллельного поля вектор электромагнитной силы, действующей на элементарный участок якоря, может быть определен с помощью формулы Максвелла - по заданному распределению магнитной индукции [9,10], определяемой в ходе решения задачи методом конечных элементов:

$$d\vec{Q} = \frac{1}{\mu_0} \cdot \left((\vec{B} \cdot \vec{n}) \cdot \vec{B} - \frac{1}{2} (B^2) \cdot \vec{n} \right) \cdot d\vec{l}, \quad (5)$$

где $d\vec{Q}$ - вектор электромагнитной силы, действующей на элементарный участок якоря длиной $d\vec{l}$; $\vec{n}$ - вектор внешней нормали к элементарному участку контура интегрирования.

Тогда статический тяговый момент, действующий на элементарный участок якоря в случае плоскопараллельного поля, определится из выражения:

$$d\vec{M} = \vec{h} \times d\vec{Q}, \quad (6)$$

где $\vec{h}$ - радиус-вектор от оси вращения якоря до точки приложения электромагнитной силы действующей на элементарный участок якоря длиной $d\vec{l}$.

Статический тяговый момент, действующий на якорь, находят путем интегрирования выражения (6) по контуру длиной l :

$$\vec{M} = \int_l d\vec{M}. \quad (7)$$

При расчете электромагнитного момента значения магнитной индукции поля необходимо брать со стороны внешней нормали к поверхности якоря. При этом необходимо, чтобы границы контура интегрирования охватывали ферромагнетик, в нашем случае - якорь электромагнита.

В исследуемых нами вариантах исполнения электромагнита в макетном образце контактора [5], которые приведены на рис.1 и рис.2, величины рабочих зазоров в начальном положении якоря составляют $\delta_1=6,5\text{мм}$, $\delta_2=21,5\text{мм}$, что соответствует углу поворота якоря $\alpha=9,8^\circ$, а его основные размеры (в мм) при этом составляют: $a_{ck}=11,5$; $c_{ck}=68$; $e_{ck}=68$; $d_c=32$; $l_c=75$; $a_{\pi}=8$; $l_{\pi}=141$; $e_{\pi}=68$; $l_0=30$. Буквой e обозначены размеры вглубь чертежа электромагнита. Рабочая плоскость якоря смещена относительно оси вращения вала на $c_0=17,5\text{мм}$. Размеры ферромагнитных шунтов (рис.2), с которыми проводились исследования, приведены ниже. Для шунта в меньшем зазоре (в мм.): $c_{ш1}=40$; $\Delta_{ш1}=3$; $a_{ш1}=17$; $e_{ш1}=68$. Для шунта в большем зазоре: $c_{ш2}=30$; $\Delta_{ш2}=8$; $h=10$; $e_{ш2}=68$. Материал деталей магнитопровода - сталь 10895. Число витков катушки составляет $w=15500$, диаметр меди обмоточного провода $d_m=0,224\text{мм}$. Марка обмоточного провода - ПЭТ-155 (допустимая температура нагрева - $\theta_{доп}=155^\circ\text{C}$). Номинальное напряжение питания катушки - $U_n=220\text{В}$.

Поскольку в предложенных вариантах исполнения электромагнита с поперечным движением якоря размер вглубь чертежа электромагнита значительно превышает величины рабочих зазоров - магнитное поле в рабочих воздушных зазорах таких электромагнитов можно считать плоскопараллельным и задачу расчета таких магнитных систем рассматривать как двухмерную.

При решении данной задачи круглый сердечник в реальных конструкциях электромагнита заменяется прямоугольным (рис.3) из условия равенства их площадей поперечного сечения ($S_c=S_{np}$). При известном размере $b_c=b_{\pi}$ размер a_c можно определить по формуле:

$$a_c = \frac{\pi \cdot d_c^2}{4 \cdot b_{\pi}}, \quad (8)$$

где d_c - диаметр сердечника.

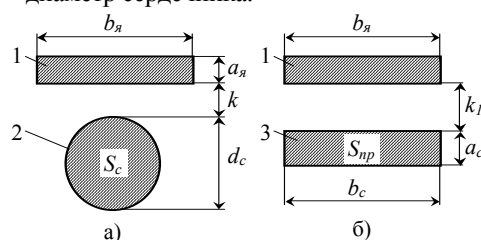


Рис.3 Поперечное сечение якоря и сердечника в электромагните (а - в предложенных вариантах исполнения электромагнита, б - при расчете методом конечных элементов)

Результаты расчета статических тяговых характеристик предложенных нами вариантов исполнения электромагнита с поперечным движением якоря при минимальном значении МДС обмотки ($F_{min}=1891\text{ А}$ [5]) приведены в табл. 1-4. Также в этих таблицах приводятся результаты экспериментальных исследований, полученных в [5].

Таблица 1

Сопоставление статических тяговых характеристик электромагнита без ферромагнитных шунтов

	Угол поворота якоря, град.					
	0,5	2,5	4,5	6,5	8,5	10,5
Эксперимент	-	6,44	2,53	1,39	0,89	0,63

Расчет МКЭ	41,75	6,15	2,45	1,34	0,85	0,61
Расчет методом участков	38,26	5,93	2,36	1,29	0,82	0,57

Таблица 2

Сопоставление статических тяговых характеристик электромагнита с ферромагнитным шунтом в меньшем зазоре

	Угол поворота якоря, град.					
	0,5	2,5	4,5	6,5	8,5	10,5
Эксперимент	-	7,60	3,15	1,79	1,18	0,84
Расчет МКЭ	38,46	7,18	3,04	1,72	1,11	0,78

Таблица 3

Сопоставление статических тяговых характеристик электромагнита с ферромагнитным шунтом в большем зазоре

	Угол поворота якоря, град.					
	0,5	2,5	4,5	6,5	8,5	10,5
Эксперимент	-	12,71	3,91	2,05	1,26	0,90
Расчет МКЭ	26,86	12,03	3,75	1,98	1,21	0,85

Таблица 4

Сопоставление статических тяговых характеристик электромагнита с ферромагнитными шунтами в двух зазорах

	Угол поворота якоря, град.					
	0,5	2,5	4,5	6,5	8,5	10,5
Эксперимент	-	14,93	5,30	2,73	1,68	1,18
Расчет МКЭ	21,49	14,02	5,19	2,64	1,62	1,13

На рис. 4 и 5 приведено распределение магнитного потока в рассматриваемых вариантах конструкции электромагнита, полученное в результате расчета методом конечных элементов.

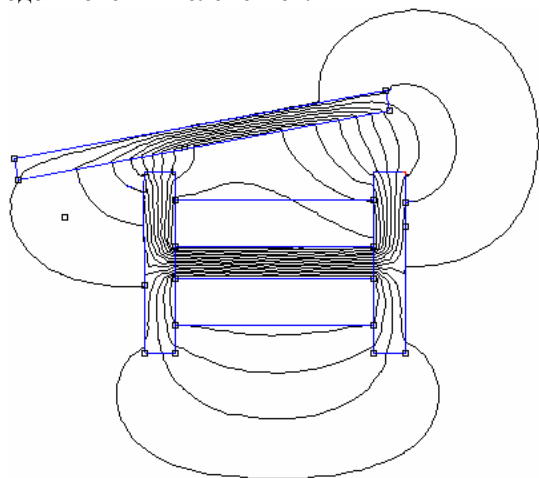


Рис.4 Распределение магнитного потока в электромагните без ферромагнитных шунтов

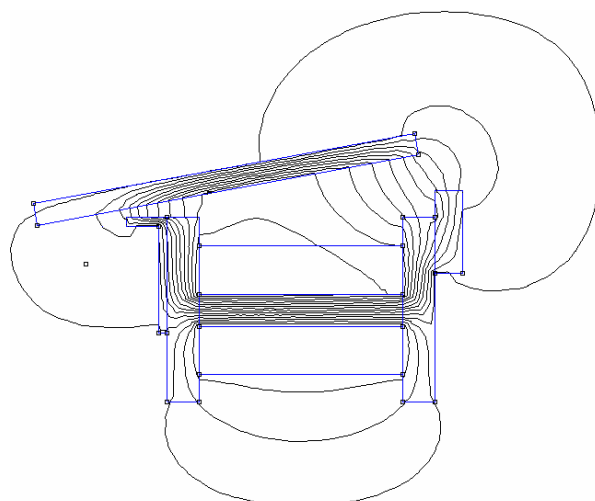


Рис.5 Распределение магнитного потока в электромагните с ферромагнитными шунтами

Увеличенные картины распределения магнитного потока в рабочих воздушных зазорах исследуемых вариантов исполнения электромагнита представлены на рис.6 и рис.7.

Результаты проведенных исследований показывают, что максимальное значение погрешности между результатами расчета методом конечных элементов и экспериментальными данными не превышает 6-7%, что подтверждает обоснованность принимаемого при расчете магнитной системы методом конечных элементов допущения о плоскопараллельности магнитного поля в исследуемых вариантах исполнения электромагнитных систем. Максимальная погрешность расчетов электромагнитной системы с поперечным движением якоря без ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах комбинированным методом с использованием схем замещения не превышает 10%.

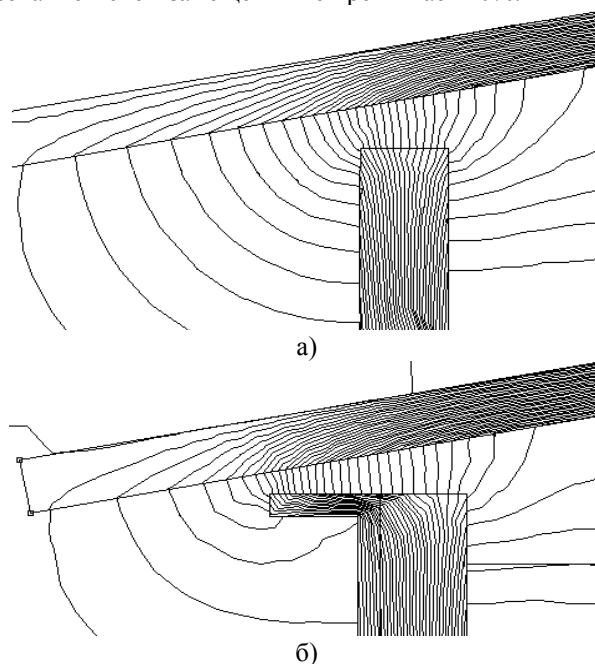


Рис.6 Распределение магнитного потока в меньшем рабочем зазоре электромагнита (а – без ферромагнитного шунта, б – с ферромагнитным шунтом)

Сопоставление результатов расчета электромаг-

нитной системы методом участков (по схеме замещения) и методом конечных элементов свидетельствует о том, что метод конечных элементов является более точным методом расчета рассматриваемых магнитных систем.

Для приводных электромагнитов постоянного тока контакторов характерным является то, что при проектировании таких систем запас по электромагнитной силе (моменту) выбирается с коэффициентом порядка 1,5 и более, что значительно превышает погрешности вычислений при расчете электромагнитных систем предложенными методами. На основании этого можно сделать вывод о том, что предложенные методы расчета исследуемых магнитных систем обеспечивают удовлетворительную для инженерных расчетов точность и могут быть рекомендованы к использованию при проектировании таких электромагнитов.

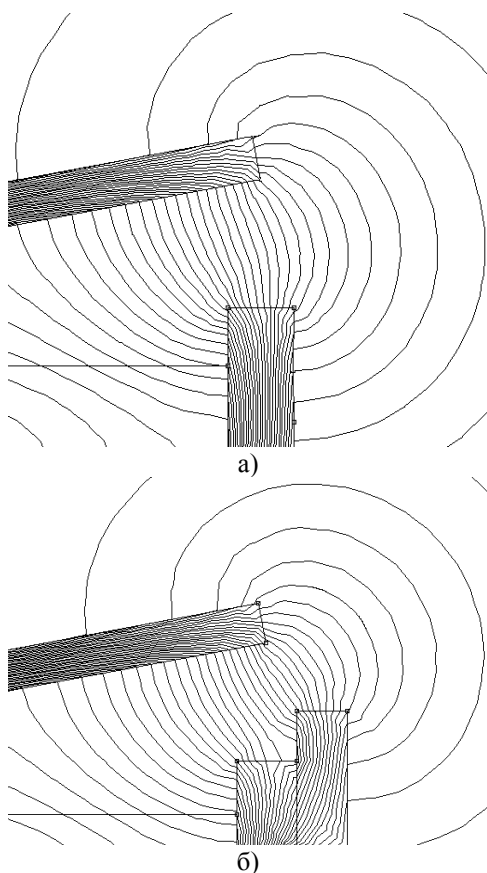


Рис.7 Распределение магнитного потока в большом рабочем зазоре электромагнита (а – без ферромагнитного шунта, б – с ферромагнитным шунтом)

Поскольку при наличии ферромагнитных шунтов в рабочих зазорах электромагнита применение метода участков становится затруднительным, при выборе и расчете одного из четырех приведенных вариантов исполнения электромагнита (рис.1,2) можно рекомендовать следующий подход:

1. Провести проектный расчет электромагнитной системы с поперечным движением якоря без ферромагнитных шунтов, включающий в себя тепловой расчет обмотки и расчет статической тяговой характеристики

(используя при расчете магнитной системы метод участков), на основании которого определяются основные размеры деталей электромагнита и обмоточные данные его катушки.

2. Сопоставить форму полученной статической тяговой характеристики с противодействующей характеристикой проектируемого аппарата. На основании экспериментальных данных о форме тяговых характеристик, полученных в [5], выбрать, в соответствии с противодействующей характеристикой, вариант исполнения электромагнита.

3. Провести уточненные расчеты выбранного варианта исполнения электромагнита методом конечных элементов и при необходимости скорректировать размеры деталей магнитопровода.

Также следует отметить, что при расчете электромагнитной системы методом конечных элементов может быть определен магнитный поток, приведенный по потокоцеплению. Это позволяет получить зависимости приведенного по потокоцеплению магнитного потока от МДС обмотки электромагнита при различных углах поворота якоря, на основании которых может быть проведен расчет динамических характеристик электромагнита по методике, изложенной в [3].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клименко Б.В., Чепелюк А.А., Форкун Я.Б. Нетрадиционные приводы электромагнитных контакторов постоянного и переменного тока. Материалы междунардн. научн.-техн. конф. UEES'97 (Unconventional electromechanical and electrical systems). В трех частях. Ч. 2.-, 1997.-с.315-320.
- [2] Брон О.Б. Электрическая дуга в аппаратах управления. - М.: ГЭИ, 1954.
- [3] Клименко Б.В. Форсированные электромагнитные системы. - М.: Энергоатомиздат, 1989. –160с.
- [4] Гапоненко Г.Н., Клименко Б.В., Омельченко В.В., Чепелюк А.А. Влияние формы рабочего зазора на тяговые усилия в электромагните с поперечным движением якоря для контактора переменного тока. Информационные технологии: наука, техника, технология, образование, здоровье: Сборник научных трудов ХГПУ. Вып. 6. В четырех частях. Ч. 2.-Харьков: Харьк. гос. политехн. ун-т, 1998.-с.220-223.
- [5] Чепелюк А.А. Экспериментальное исследование влияния формы рабочего зазора на тяговые усилия в электромагните с поперечным движением якоря // Електротехніка і електромеханіка. –2002, №1, с.77-80.
- [6] Гапоненко Г.Н., Клименко Б.В., Омельченко В.В., Форкун Я.Б., Чепелюк А.А. Расчет многоконтурных нелинейных магнитных систем с поперечным якорем. MicroCAD'97. Материалы междунардн. научн.-техн. конф. ч.3.-Харьков, Мишкольц, Магдебург: ХГПУ, МУ, МТУ, с.38-41.
- [7] Сильвестер П., Феррари Р. Метод конечных элементов для радиоинженеров и инженеров-электриков: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 229 с.
- [8] Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация: Пер. с англ. – М.: Мир, 1986. – 318 с.
- [9] А.Г.Никитенко, В.Г. Щербаков, Б.Н. Лобов, Л.С. Лобанова. Математическое моделирование и автоматизация проектирования тяговых электрических аппаратов / Под ред. А.Г. Никитенко, В.Г. Щербакова. М.: Высш. Школа, 1996. 544.

- [10] Пеккер И.И., Никитенко А.Г. Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. М.; Энергия, 1967. 168 с.

Поступила 30.06.2003

АПЕРІОДИЧНИЙ ПРОЦЕС В НЕЛІНІЙНОМУ КОЛІ З ЕЛЕКТРОЛІЗЕРОМ ОСАДЖЕННЯ МЕТАЛУ ПОСТІЙНИМ СТРУМОМ

Бондар О.І.

Дніпропетровський національний університет залізничного транспорту імені академіка В.А. Лазаряна
Україна, 49010, м. Дніпропетровськ, вул. Акад. В.А. Лазаряна, 2, “ДПТ”, каф. “Теоретичні основи електротехніки
тел. (056) 7761-791, E-mail: evm@diit.dp.ua

В статті отримано аналітичну залежність катодної поляризації процесу осадження від параметрів схеми заміщення електролізера для нанесення металевих покриттів методом перетворення змінних. Результати розрахунків кола з електролізером нікелювання перевірено за допомогою чисельного методу.

В статье получена аналитическая зависимость катодной поляризации процесса осаждения от параметров схемы замещения электролизера для нанесения металлических покрытий методом преобразования переменных. Результаты расчетов цепи с электролизером никелирования проверены с помощью численного метода.

Як відомо, стаціонарний електроліз, тобто електроосадження при живленні електролізера від джерела постійної напруги або струму, знаходить широке використання при нанесенні різних металевих покриттів. Однією з основних проблем, що стоїть в сфері гальванотехніки є проблема інтенсифікації виробництва. При стаціонарному електролізі ця проблема вирішується, як правило, за рахунок розробки нових електролітів багатоконпонентного складу, введення поверхнево-активних речовин до електроліту, підігріву та перемішування розчину. Ці заходи, природно, впливають як на питому активну провідність електроліту, так і на характер вольт-амперної характеристики міжфазної границі катод-електроліт. Результатом є нелінійні осциляції автоколивального характеру, що виникають в електролізері при наявності поверхнево-активних речовин [1], а також надмірно затягнуті перехідні процеси при невдалому виборі параметрів осадження. Отже, постає завдання якісної оцінки електромагнітних процесів в електролізері з метою вибору ефективних параметрів електролізу.

Враховуючи той факт, що експерименти у промислових установках є складними і недешевими, лишається фізичне моделювання процесу в лабораторних умовах, або ж математичне моделювання, коли замість реального електролізера розглядається його електрична схема заміщення. Звичайно, цей варіант є набагато простішим. Крім того, математичне моделювання є особливо ефективним для дослідження процесів при імпульсному електролізі (електроосадженні при живленні електролізера від джерела імпульсного струму або напруги). Ґрунтовною роботою з цього питання є [2]. Аналогічний підхід застосовано також в [3] та [4], де розглядаються процеси в електролізері для осадження металевих покриттів, як в стаціонарному, так і в імпульсному режимах роботи. Проте в жодній з вказаних робіт не були отримані загальні закономірності процесу в залежності від параметрів кола. Автори використовували чисельні методи і всі висновки і рекомендації базуються лише на результатах окремих кон-

кретних розрахунків. Такий стан речей є, певною мірою, закономірним, оскільки теоретичній електротехніці на сьогодні бракує методів за допомогою яких можна було б отримати аналітичний розв'язок для систем, що описуються нелінійними диференціальними рівняннями другого порядку, що типово для електролізерів. Вихід можна знайти, передусім, в застосуванні аналітичних методів з інших областей знання, за допомогою яких отримання такого розв'язку є можливим. На нашу думку, найбільш придатним для цієї мети є наближений метод, що базується на перетворенні залежної та незалежної змінних, який давно і успішно застосовується в роботах по нелінійній механіці [5], а з недавнього часу і в електротехніці [6]. Представляється доцільним застосувати цей метод до аналізу процесів у колі з електролізером, зокрема з електролізером нікелювання, як раніше це було зроблено для автоколивальних процесів [7]. Отже, метою цієї роботи є встановлення аналітичної залежності між параметрами кола та спадом напруги на міжфазній границі катод-електроліт (катодною поляризацією) для електролізера нанесення нікелевих покриттів.

Схему заміщення цього електролізера представлено на рис 1. Вона є аналогічною до схем, що застосовані в роботах [3] та [4]. Відмінності полягають в застосуванні припущення про лінійну залежність між спадом напруги на аноді $\eta_a(t)$ та струмом розчинення $i_{aNi}(t)$ а також в заміщенні процесів осадження нікелю та виділення водню на катоді одним нелінійним резистором з результируючою вольт-амперною характеристикою $i_{oc}(\eta_k)$ замість двох паралельно ввімкнених нелінійних резисторів.

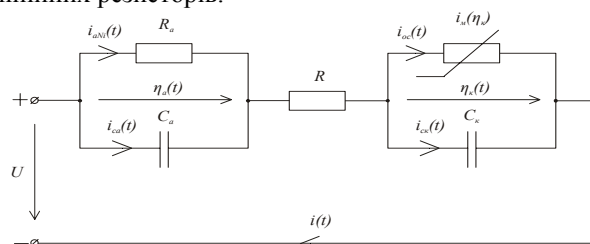


Рис. 1. Схема заміщення електролізера

Якщо характеристику $i_{oc}(\eta_k)$ апроксимувати неповним кубічним поліномом (рис.2), тоді система рівнянь електромагнітного стану кола запишеться у вигляді

$$i(t) = i_{oc}(t) + i_{\tilde{N}\tilde{e}}(t), \quad (1)$$

$$i(t) = i_{aNi}(t) + i_{\tilde{N}a}(t), \quad (2)$$

$$U = \eta_{\tilde{e}}(t) + \eta_a(t) + i(t) \cdot R, \quad (3)$$

$$i_{oc}(t) = z_1 \cdot \eta_{\tilde{e}}(t) + z_1 \cdot \eta_{\tilde{e}}^3(t), \quad (4)$$

$$i_{aNi}(t) = \frac{\eta_a(t)}{R_a}, \quad (5)$$

$$i_{\tilde{N}a}(t) = C_a \frac{d\eta_a(t)}{dt}, \quad (6)$$

$$i_{\tilde{N}\tilde{e}}(t) = C_{\tilde{e}} \frac{d\eta_{\tilde{e}}(t)}{dt}. \quad (7)$$

Незалежні початкові умови:

$$\eta_{\tilde{e}}(0) = 0, \quad \eta_a(0) = 0 \quad (8)$$

В наведених рівняннях:

$i(t)$ – повний струм електролізера; $i(t)$ – парціальний струм осадження, що є сумою розряду іонів нікелю та водню; $i_{aNi}(t)$ – парціальний струм розчинення нікелю на аноді; $i_{Ca}(t)$, $i_{Ck}(t)$ – струми зарядження; $\eta_k(t)$, $\eta_a(t)$, – спади напруги на міжфазних границях (катодна та анодна поляризації); C_a , C_k – ємності подвійних (катодного та анодного) шарів;

$$C_{\tilde{e}} = C_a = C_0 \cdot S, \quad (9)$$

де C_0 – питома ємність електроду; S – площа електродів; R_a – активний опір аноду; R – активний опір електроліту

$$R = \rho \cdot \frac{d}{S} \quad (10)$$

де ρ – питомий активний опір електроліту; d – площа електроду; z_1 , z_3 – коефіцієнти апроксимації поляризаційної кривої для границі катод – електроліт (рис.2)

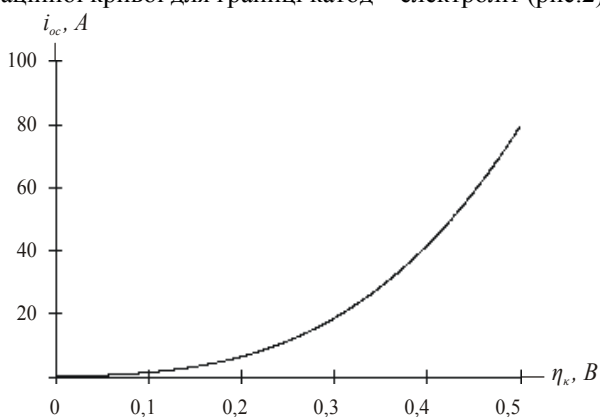


Рис. 2 Апроксимація ВАХ міжфазної границі катод – електроліт.

Систему рівнянь (1) – (7) можна привести до нелінійного диференційного рівняння другого порядку, складеного відносно катодної поляризації

$$\ddot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + N(\eta_{\tilde{e}}(t))\dot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + M(\eta_{\tilde{e}}(t)) = \delta, \quad (11)$$

де

$$N(\eta_{\tilde{e}}(t)) = n_0 + n_2 \eta_{\tilde{e}}(t)^2; \quad (12)$$

$$n_0 = \frac{I}{C_{\tilde{e}}R} + \frac{I}{C_a R_a} + \frac{I}{C_a R} + \frac{z_1}{C_{\tilde{e}}}; \quad (13)$$

$$n_2 = \frac{3z_3}{C_{\tilde{e}}}; \quad (14)$$

$$M(\eta_{\tilde{e}}(t)) = m_1 \eta_{\tilde{e}}(t) + m_3 \eta_{\tilde{e}}(t)^3, \quad (15)$$

$$m_1 = \frac{I}{C_{\tilde{e}}R C_a R_a} + \frac{z_1}{C_{\tilde{e}} C_a R_a} + \frac{z_1}{C_{\tilde{e}} C_a R}; \quad (16)$$

$$m_3 = \frac{z_3}{C_{\tilde{e}} C_a R_a} + \frac{z_3}{C_{\tilde{e}} C_a R}, \quad (17)$$

$$\delta = \frac{U}{C_{\tilde{e}} R C_a R_a}. \quad (18)$$

В рівнянні (11) і далі крапками вгорі позначаємо похідні за часом, а штрихом – за шуканою функцією, зокрема за катодною поляризацією. Отримаємо аналітичний розв'язок рівняння (11) методом перетворення змінних. Хоча для рівнянь, аналогічних (11) існують регулярні прийоми для перетворення на лінійне рівняння з постійними коефіцієнтами, але, базуючись на тому факті, що, як свідчать експериментальні дані [1], [2], при реальних значеннях параметрів кола діапазон зміни катодної поляризації при електроосадженні металів є досить вузьким ($\sim 0,6$ В), усереднимо функцію $N(\eta_k)$

$$N(\eta_{\tilde{e}}) = N_{\tilde{n}\delta} = 2 \cdot n = \frac{\int_{\eta_{\tilde{e}}^{\min}}^{\eta_{\tilde{e}}^{\max}} N(\eta_{\tilde{e}}) d\eta_{\tilde{e}}}{\eta_{\tilde{e}}^{\max} - \eta_{\tilde{e}}^{\min}}, \quad (19)$$

де $\eta_{k \max}$ – максимальне значення катодної поляризації.

На можливість такого спрощення за аналогічних умов вказується в [8], хоча практичних прикладів реалізації цієї ідеї не наведено. Отже, запишемо (11) у вигляді

$$\ddot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + 2n\dot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + M(\eta_{\tilde{e}}(t)) = \delta. \quad (20)$$

Перетворимо (20) на лінійне диференційне рівняння з постійними коефіцієнтами згідно [9] спочатку на рівняння вигляду

$$h''(v) + \frac{2n}{\dot{\phi}} h'(v) + h(v) = L(v) \quad (21)$$

за допомогою співвідношень

$$h(v) = g(\eta_{\tilde{e}}), \quad (22)$$

$$v = \phi(t). \quad (23)$$

Диференціюємо співвідношення (22) двічі за часом і отримані вирази підставимо до (20). Після нескладних перетворень отримуємо

$$\begin{aligned} \ddot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + \left[\dot{\eta}_{\tilde{e}}(t) \frac{g''(\eta_{\tilde{e}})}{g'(\eta_{\tilde{e}})} - \frac{\ddot{\phi}(t)}{\dot{\phi}(t)} + 2n \right] \dot{\eta}_{\tilde{e}}(t) + \\ + \frac{g'(\eta_{\tilde{e}})}{g(\eta_{\tilde{e}})} \dot{\phi}(t)^2 = \frac{\dot{\phi}(t)^2}{g'(\eta_{\tilde{e}})} L(v). \end{aligned} \quad (24)$$

Порівнюючи рівняння (20) та (24) можна дійти висновку, що вони співпадають, якщо мають місце співвідношення

$$\dot{\eta}_{\varepsilon}(t) \frac{g''(\eta_{\varepsilon})}{g'(\eta_{\varepsilon})} - \frac{\ddot{\phi}(t)}{\dot{\phi}(t)} = 0, \quad (25)$$

$$\frac{g'(\eta_{\varepsilon})}{g(\eta_{\varepsilon})} \dot{\phi}(t)^2 = M(\eta_{\varepsilon}), \quad (26)$$

$$\frac{\dot{\phi}(t)^2}{g'(\eta_{\varepsilon})} L(v) = \delta. \quad (27)$$

Розділимо змінні у виразі (25)

$$\frac{dg'(\eta_{\varepsilon})}{g(\eta_{\varepsilon})} = \frac{d\dot{\phi}(t)}{\dot{\phi}(t)} \quad (28)$$

Інтегруючи останній вираз, отримуємо

$$\ln g'(\eta_{\varepsilon}) = \ln \dot{\phi}(t) + G_0. \quad (29)$$

Приймаючи довільну константу $G_0=0$, визначимо, що

$$g'(\eta_{\varepsilon}) = \dot{\phi}(t). \quad (30)$$

Застосувавши прийом лінеаризації фазової функції як це описано в [5], запишемо

$$\dot{\phi}(t) = \theta. \quad (31)$$

Тоді, враховуючи також (27) та (30), рівняння(21) запишеться як

$$h''(v) + \frac{2n}{\theta} h'(v) + h(v) = \frac{\delta}{\theta}. \quad (32)$$

Рівняння (32) є неоднорідним лінійним диференціальним рівнянням з постійними коефіцієнтами. Розв'язок його відомий [10]:

$$h(v) = e^{-\frac{n}{\theta}v} \left[G_1^* \cos \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n}{\theta} \right)^2} v \right) + G_2^* \sin \left(\sqrt{1 - \left(\frac{n}{\theta} \right)^2} v \right) \right] + \frac{\delta}{\theta}. \quad (33)$$

З іншого боку, з урахуванням (30) співвідношення (26) набуває вигляду

$$g(\eta_{\varepsilon}) \cdot g'(\eta_{\varepsilon}) = M(\eta_{\varepsilon}), \quad (34)$$

звідки

$$g(\eta_{\varepsilon}) = \left[2 \int M(\eta_{\varepsilon}) d\eta_{\varepsilon} \right]^{\frac{1}{2}}. \quad (35)$$

Повернемось до старих змінних за допомогою співвідношень (22), (23) та (31). В результаті отримуємо аналітичний вираз для катодної поляризації в неявному вигляді

$$g(\eta_{\varepsilon}) = e^{-nt} \left[G_1 \cos \lambda t + G_2 \sin \lambda t \right] + \frac{\delta}{\theta}, \quad (36)$$

де

$$\lambda = \sqrt{\theta^2 - n^2}. \quad (37)$$

Щоб визначити постійні інтегрування G_1 та G_2 необхідно початкове значення катодної поляризації η_0 та її першої похідної за часом v_0 підставити у розв'язок (36) та в його першу похідну за часом при $t=0$. В результаті отримуємо

$$G_1 = g(\eta_{\varepsilon 0}) - \frac{\delta}{\theta}; \quad (38)$$

$$G_2 = (n g(\eta_{\varepsilon 0}) + \theta v_0). \quad (39)$$

Величину v_0 визначаємо з урахуванням незалежних початкових умов (8) з системи (1) – (7) при $t=0$. В результаті отримуємо

$$v_0 = \frac{U}{RC_{\varepsilon}}. \quad (40)$$

Визначимо так звану амплітудну функцію $g(\eta_{\varepsilon})$ [5] за формулою (35). Після інтегрування отримаємо

$$g(\eta_{\varepsilon}(t)) = \left(m_1 \eta_{\varepsilon}(t)^2 + \frac{m_3}{2} \eta_{\varepsilon}(t)^4 + G_3 \right)^{\frac{1}{2}}. \quad (41)$$

В роботі [5] показано, що значення константи G_3 можна обирати довільно. Наприклад, якщо

$$G_3 = \frac{m_1^2}{2 m_3^2}, \quad (42)$$

тоді приходимо до виразу

$$g(\eta_{\varepsilon}(t)) = \alpha + \beta \eta_{\varepsilon}(t)^2, \quad (43)$$

де

$$\alpha = \frac{m_1}{\sqrt{2 m_3}}, \quad (44)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{m_3}{2}}. \quad (45)$$

Отже, шуканий розв'язок в неявному вигляді остаточно запишеться як

$$\alpha + \beta \eta_{\varepsilon}(t)^2 = e^{-nt} \left[\left(\alpha - \frac{\delta}{\theta} \right) \cos \lambda t + \frac{1}{\lambda} (n\alpha + \theta v_0) \sin \lambda t \right] + \frac{\delta}{\theta} \quad (46)$$

або в явному вигляді

$$\eta_{\varepsilon}(t) = \sqrt{\frac{1}{\beta} \left[e^{-nt} \left(\left(\alpha - \frac{\delta}{\theta} \right) \cos \lambda t + \frac{1}{\lambda} (n\alpha + \theta v_0) \sin \lambda t \right) + \frac{\delta}{\theta} - \alpha \right]}. \quad (47)$$

В формулах (46) та (47) невідомою лишається величина θ . Її можливо знайти, наприклад, за наближеними формулами, що наведені в [5]. Але в даному випадку цю величину можна визначити також з міркувань виходу розв'язку на усталене значення, тобто

$$\eta_{\varepsilon y} = \sqrt{\frac{1}{\beta} \left(\frac{\delta}{\theta} - \alpha \right)}. \quad (48)$$

В усталеному режимі розрахункова схема електролізера має вигляд рис. 3.

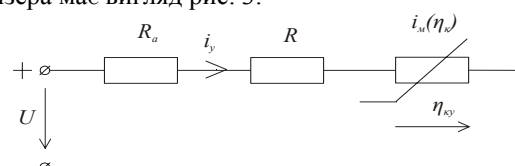


Рис. 3. Схема заміщення електролізера в усталеному режимі

Рівняння, що описують усталений процес:

$$i_y = z_1 \eta_{\dot{e}y} + \eta_{\dot{e}o}^3; \quad (49)$$

$$i_y (R_a + R) + \eta_{\dot{e}y} = U, \quad (50)$$

де i_y – струм кола в усталеному режимі, η_{ky} – усталене значення катодної поляризації.

Визначивши η_{ky} з системи (49) – (50) і підставляючи його в (48), знаходимо θ , як

$$\theta = \frac{\delta}{\alpha + \beta \eta_{\dot{e}o}^2}. \quad (51)$$

На рис. 4. наведено графік залежності катодної поляризації від часу, побудований за формулою (47) для параметрів схеми, аналогічних наведеним в [4]. Ці параметри такі: $C_0 = 8 \cdot 10^{-5}$ Ф/см²; $S = 10000$ см²; $\rho \cdot d = 400$ Ом·см²; $U = 6$ В. Коефіцієнти апроксимації $z_1 = 8,25$; $z_3 = 610,028$.

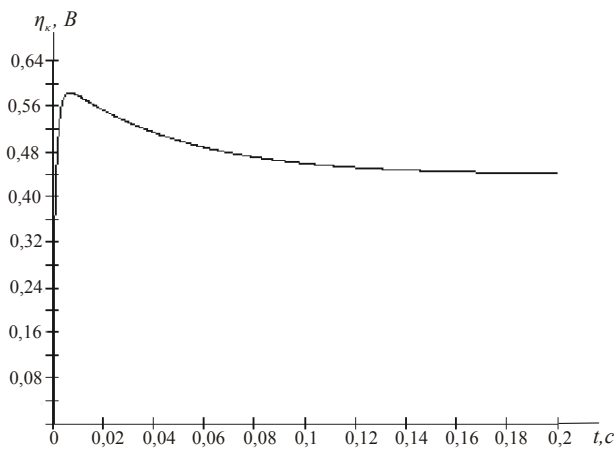


Рис. 4. Графік залежності катодної поляризації від часу за формулою (47)

Співставимо отримані результати з чисельним розрахунком при тих самих значеннях параметрів кола. Цей розрахунок виконано за допомогою стандартних процедур універсальної математичної комп'ютерної системи Maple [11]. Результати у формі графіку показано на рис. 5.

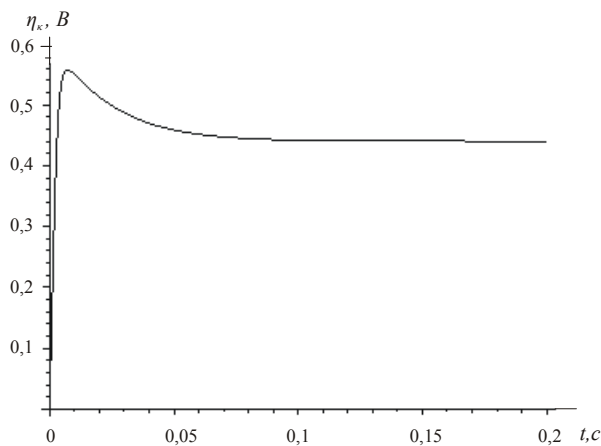


Рис. 5. Графік залежності катодної поляризації від часу за чисельним розрахунком

Обране значення константи G_3 дозволяє отримати амплітудну функцію $g(\eta_k)$ в гранично простому вигляді (43), звідки легко виразити η_k , щоб отримати розв'язок у явному вигляді (47). Проте цей розв'язок має той недолік, що він не припускає граничного переходу до лінійної задачі, тобто якщо $m_3 = 0$, то згідно (44) та (45) $\alpha \rightarrow \infty$ та $\beta \rightarrow \infty$. Цього можна уникнути, якщо обрати $G_3 = 0$ в формулі (41). Тоді

$$g(\eta_{\dot{e}}(t)) = \eta_{\dot{e}}(t) \sqrt{m_1 + \frac{1}{2} m_1 \eta_{\dot{e}}(t)^2}. \quad (52)$$

Відповідно розв'язок у неявному вигляді з урахуванням констант за формулами (38) та (39):

$$\eta_{\dot{e}}^*(t) = \sqrt{-\frac{m_1}{m_3} + \sqrt{\left(\frac{m_1}{m_3}\right)^2 + \frac{2}{m_3} \left[e^{-nt} \left(-\frac{\delta}{\theta} \cos \lambda t + \frac{\theta v_0}{\lambda} \sin \lambda t \right) + \frac{\delta}{\theta} \right]^2}}. \quad (53)$$

Запишемо вираз для θ з міркувань виходу (53) на потрібне усталене значення, тобто

$$\sqrt{-\frac{m_1}{m_3} + \sqrt{\left(\frac{m_1}{m_3}\right)^2 + \frac{2}{m_3} \left(\frac{\delta}{\theta}\right)^2}} = \eta_{\dot{e}y}, \quad (54)$$

звідки

$$\theta = \frac{\sqrt{4m_1 + 2\eta_{\dot{e}o}^2 m_3}}{2m_1 + \eta_{\dot{e}o}^2 m_3} \cdot \frac{\delta}{\eta_{\dot{e}y}}. \quad (55)$$

Значення θ за формулою (51) для прийнятих розрахункових даних склало $124,01 \text{ с}^{-1}$, а за формулою (55) $\theta = 125,14 \text{ с}^{-1}$, тобто значення близькі, як і слід було очікувати. Графік залежності катодної поляризації від часу за формулою (54) наведено на рис. 6.

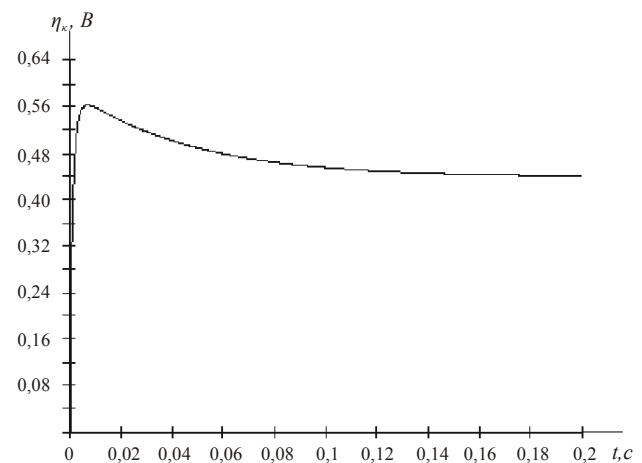


Рис. 6. Графік залежності катодної поляризації від часу за формулою (53)

Як бачимо, графіки катодної поляризації, що обчислені за формулами (47) та (53) (рис. 4 та 6) схожі між собою, що узгоджується з положенням про те, що значення константи G_3 можна обирати довільним [5]. Порівнюючи рис. 4 та 6 з результатами розрахунків за

чисельним методом (рис. 5) також легко побачити їх схожість. Обчислимо відносні похибки для значень катодної поляризації, що розраховані за формулами (47) та (53) на всьому інтервалі перехідного процесу за формулою

$$\sigma = \frac{|\eta_{\dot{e}} - \eta_{ea}|}{\eta_{\dot{e}}} \cdot 100\%, \quad (56)$$

де $\eta_{\text{кч}}$ – миттєве значення катодної, обчислене чисельним методом; $\eta_{\text{ка}}$ – те ж, аналітичним методом.

Результати розрахунків зводимо в табл. 1. Як бачимо, майже усі похибки, за винятком перших значень лежать у межах 10 %, тобто застосовані під час побудови аналітичного розв'язку спрощення та припущення є прийнятними, при чому більш точні результати досягнуто за допомогою формули (53).

Таблиця 1

Результати розрахунку похибок наближених аналітичних розв'язків за формулами (47) та (53) відносно чисельного розв'язку

t, с	$\eta_{\text{ка1}}$, В	$\eta_{\text{ка2}}$, В	$\eta_{\text{кч}}$, В	$ \eta_{\text{кч}} - \eta_{\text{ка1}} $, В	$ \eta_{\text{кч}} - \eta_{\text{ка2}} $, В	σ_1 , %	σ_2 , %
0,002	0,514	0,488	0,334	0,180	0,154	54,0508	46,258
0,004	0,574	0,551	0,509	0,065	0,042	12,716	8,200
0,006	0,585	0,563	0,554	0,031	0,009	5,671	1,697
0,008	0,583	0,562	0,556	0,027	0,006	4,852	1,075
0,01	0,578	0,558	0,549	0,0286	0,009	5,199	1,559
0,02	0,553	0,536	0,512	0,040	0,023	7,895	4,579
0,03	0,531	0,517	0,487	0,044	0,030	9,107	6,231
0,04	0,514	0,502	0,469	0,044	0,032	9,477	6,921
0,06	0,488	0,479	0,451	0,037	0,028	8,104	6,110
0,08	0,47	0,465	0,444	0,026	0,021	5,788	4,663
0,1	0,459	0,456	0,442	0,017	0,014	3,940	3,261
0,2	0,442	0,441	0,440	0,002	0,001	0,448	0,221

ВИСНОВКИ

Порівняння результатів чисельних та аналітичних розрахунків доводить, що метод перетворення змінних є придатним для аналізу процесів в електролізерах розглянутого типу.

З урахуванням використаних спрощень розв'язок можливо отримати в компактному вигляді і з невеликою трудоемністю. В той же час точність розрахунку лишилася достатньо високою.

Аналогічну методику легко застосувати і до електролізера в імпульсному режимі роботи, якщо він живиться від джерела прямокутної імпульсної напруги. В цьому випадку можна окремо розглядати інтервал імпульсу та паузи. При цьому значення шуканої функції та її першої похідної на кінці попереднього інтервалу є початковими умовами для наступного.

В подальшому метод перетворення змінних доцільно використовувати для аналізу різноманітних електротехнічних систем, що описуються нелінійними диференціальними рівняннями другого порядку,

передусім кіл, що містять нелінійну індуктивність. Використання цього методу дозволить достатньо легко аналізувати реакцію кола на зміну його параметрів. В разі необхідності отримані результати можна уточнити за допомогою чисельного методу, поєднуючи переваги як аналітичного, так і чисельного розв'язків.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Нечипорук В.В., Эльгурт И.Л. Самоорганизация в электрохимических системах. М.: Наука, 1992.–168с.
- [2] Костин Н.А. Теоретическое обоснование и разработка технологических режимов электроосаждения металлов импульсным током. //Дисс. на соиск. уч. ст. д.т.н. по спец 05.17.03.-Днепропетровск, 1983.–458 с.
- [3] Костин Н.А. Выбор параметров напряжения источника энергии для нестационарного электролиза //Защита металлов . – 1977. – №5. – С. 629–632.
- [4] Бондарь И.Л., Костин Н.А. Исследование нелинейных электрохимических цепей с помощью преобразований Тейлора //Электронное моделирование. – 1980. – №3. – С. 55–57.
- [5] Бондарь Н.Г. Некоторые автономные задачи нелинейной механики. Киев: Наукова думка, 1969.–302с.
- [6] Костин Н.А., Бондарь И.Л., Бондарь О.И. Применение метода преобразования переменных к анализу нелинейных цепей //Технічна електродинаміка. – 1999. – №6. – С. 43–44.
- [7] Бондар О.І. Аналіз нелінійних електрохімічних кіл електролітичного осадження металів//Технічна електродинаміка. – 2002. – №6. – С. 30–33.
- [8] Бондарь Н.Г. Нелинейные стационарные колебания. Киев: Наукова думка, 1974.–211с.
- [9] Бондарь Н.Г. Нелинейные колебания, возбуждаемые импульсами. Киев – Донецк:Вища школа,1978.–216с.
- [10] Камке Э. Справочник по обыкновенным дифференциальным уравнениям. М.: Наука, 1971.–576с.
- [11] Прохоров Г. В., Леденев М. А., Колбеев В. В. Пакет символьных вычислений Maple V. М.: Петит.- 1997.-200 с.

Надійшла 20.07.2003

НЕЯВНИЙ МЕТОД ЧИСЕЛЬНОГО РОЗРАХУНКУ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В СУМІЩЕНИХ ЕЛЕКТРИЧНИХ МАШИНАХ

Борзін В.Л.

Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 94000, Стаханов, вул. Тельмана 53, Гірничий факультет УПА, кафедра "Гірничної електромеханіки"
тел.(06444) 4-29-62, факс (06444) 4-10-49

Розглянута можливість підвищення ефективності алгоритму розрахунку перехідних процесів в суміщених електричних машинах за рахунок використання кубічних сплайнів.

Рассмотрена возможность повышения эффективности алгоритма расчета переходных процессов в совмещенных электрических машинах за счет использования кубических сплайнов.

Розвиток електромашинобудування в Україні та за її межами на сьогодні пов'язаний з пошуком нових електричних машин, зокрема перспективних суміщених машин (СМ) [1, 2]. Подальше вдосконалення цих машин вимагає виконання комплексу досліджень і, в першу чергу, методами математичного моделювання. Це пов'язане з тим, що експериментальні випробування для кожного запропонованого рішення в цьому напрямку вимагають великих затрат часу і коштів. Аналіз процесів у СМ значно складніший в порівнянні з класичними конструкціями, а теорія цих машин та математичний апарат для їх дослідження менше розвинені. Проблема математичного моделювання СМ зумовлена одночасно дією в одному магнітопроводі двох і більше магнітних полів з різною кількістю пар полюсів. При цьому магнітопроводи СМ мають великий рівень насичення, що викликає нелінійність електромагнітних зв'язків, тому математичні моделі побудовані на основі лінійності останніх не забезпечують можливості розрахунків динамічних режимів з необхідною для сучасної інженерної практики точністю при проектуванні цих машин та їх експлуатації. Особливо далека від свого завершення проблема математичного моделювання перехідних процесів в СМ, які мають напівпровідникові елементи в контурах. Відомі алгоритми орієнтовані здебільшого на явні методи інтегрування диференціальних рівнянь (ДР), що є невиправданим з причини їх жорсткості. В той же час в останні десятиліття теорія наближення функцій збагатилась перспективним розділом – сплайн-апроксимаціями, які мають незаперечні переваги [3, 4] перед іншими способами апроксимацій і служать теоретичною базою для вирішення багатьох різноманітних задач науки і техніки [5]. Електромагнітний стан СМ у загальному випадку можна описати векторним рівнянням

$$\frac{d\vec{\Psi}}{dt} = \vec{u} - r\vec{i}, \quad (1)$$

де $\vec{\Psi}, \vec{u}, \vec{i}$ - вектори потокозчеплень, напруг та струмів контурів; r - матриця активних опорів контурів СМ до яких входять і активні опори, якими апроксимовані наявні в них напівпровідникові елементи.

Рівняння руху ротора мають вигляд:

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{M_e - M_i}{J}; \quad (2)$$

$$\frac{d\gamma}{dt} = \omega,$$

де M_e, M_i - електромагнітний момент СМ та момент навантаження; J - приведений момент інерції; γ, ω - кут повороту та швидкість обертання ротора.

Надалі з метою скорочення запису систему рівнянь ДР (1), (2) запишемо у вигляді одного векторного рівняння

$$\frac{d\vec{y}}{dt} = \vec{z}(\vec{y}, \vec{x}, t), \quad (3)$$

де $\vec{y} = (\vec{\Psi}, \omega, \gamma)^0$, $\vec{x} = (\vec{i}, \omega, \gamma)^0$ - m -мірні вектори-стовпці, у яких компоненти γ і ω є спільними.

Таким чином електромагнітні та електромеханічні перехідні процеси в СМ описуються нелінійними системами ДР, а їх коефіцієнти визначаються магнітним станом конкретної СМ. Тому сумісно з ДР перехідного процесу необхідно розв'язувати рівняння магнітного кола СМ і за координатами магнітного стану визначати потокозчеплення контурів та динамічні параметри. Рівняння магнітного стану СМ можуть бути записані на основі законів Кірхгофа для магнітних кіл. Незалежно від рівня деталізації схеми заміщення магнітопроводу СМ суттю математичної моделі перехідного процесу є чисельне інтегрування системи ДР, яка внаслідок насичення магнітопроводу та наявності напівпровідникових елементів у контурах є нелінійною. У загальному випадку для чисельного інтегрування ДР перехідних процесів СМ можуть бути застосовані як явні, так і неявні методи [6]. Однак матриця Якобі вектор-функції стану системи ДР перехідного процесу в СМ характеризується поганою зумовленістю і, як наслідок, великим розкидом власних чисел (постійних часу) [7], тобто система ДР є жорсткою [8], а їх інтегрування пов'язане з відомими труднощами [9]. Тому останнім часом широкого поширення набули неявні методи інтегрування, серед яких найбільш ефективним є метод ФДН (формула диференціювання назад) [10], який базується на апроксимації інтегральної кривої поліномом p -го степеня. Проте одним з недоліків методу ФДН є необхідність так званого "розгону", а у випадку наявності напівпровідникових елементів у контурах СМ ця проблема виникає при комутації кожного зазначеного елемента. Кожен раз доводиться стартувати з методу ФДН пер-

шого порядку (методу Ейлера). Крім того, практика інтегрування ДР методом ФДН з автоматичним вибором кроку та порядку полінома показує, що останній, як правило, не перевищує трьох. Зазначених недоліків можна уникнути використовуючи при побудові апроксимаційного багаточлена не звичайні поліноми, а кубічні сплайни. З метою отримання алгебраїчної форми системи (3) ДР апроксимуємо похідну вектора $\vec{y}$ на сітці вузлів кубічним сплайном дефекту 1, який для кожної j -ої часової ділянки має вигляд

$$\vec{y}(t) = \vec{a}_j + \vec{b}_j(t_j - t) + \vec{c}_j(t_j - t)^2 + \vec{d}_j(t_j - t)^3, \quad (4)$$

де $\vec{a}_j, \vec{b}_j, \vec{c}_j, \vec{d}_j$ - m -мірні вектори коефіцієнтів сплайна.

Виходячи з умов неперервності сплайна у вузлах, а також його першої та другої похідних отримуємо

$$\sigma_2 \vec{a}_{j-2} + \sigma_1 \vec{a}_{j-1} + \sigma_0 \vec{a}_j - \beta_2 \vec{b}_{j-2} - \beta_1 \vec{b}_{j-1} - \beta_0 \vec{b}_j = 0, \quad (5)$$

$$\text{де } \sigma_2 = \frac{3}{h_{j-1}^2}; \quad \sigma_1 = \frac{3}{h_j^2} - \frac{3}{h_{j-1}^2}; \quad \sigma_0 = -\frac{3}{h_j^2}; \quad (6)$$

$$\beta_2 = \frac{1}{h_{j-1}}; \quad \beta_1 = \frac{2}{h_j} + \frac{2}{h_{j-1}}; \quad \beta_0 = \frac{1}{h_j}.$$

Як видно з (4)

$$\vec{a}_j = \vec{y}(t_j) = \vec{y}_j; \quad \vec{b}_j = -\left. \frac{d\vec{y}(t)}{dt} \right|_{t=t_j}. \quad (7)$$

З урахуванням (5), (7) алгебраїчний аналог системи (3) ДР має вигляд

$$\sigma_2 \vec{y}_{j-2} + \sigma_1 \vec{y}_{j-1} + \sigma_0 \vec{y}_j + \beta_2 \vec{z}_{j-2} + \beta_1 \vec{z}_{j-1} + \beta_0 \vec{z}_j = 0, \quad (8)$$

де $\vec{z}_j = \vec{z}_j(\vec{y}_j, \vec{x}_j, t_j)$ - значення правих частин системи (3) ДР у j -му вузлі. Її розв'язком є значення вектора $\vec{x}_j$.

Система (8) рівнянь нелінійна внаслідок нелінійної залежності потокозчеплень від струмів та наявності рівняння руху ротора, тому для його розв'язання застосуємо ітераційний метод Ньютона [11]. При цьому лінійна система рівнянь для обчислення поправок $\Delta \vec{x}_j$ на $(l+1)$ -ій ітерації має вигляд

$$\left(\sigma_0 \left. \frac{d\vec{y}}{dx} \right|_j + \beta_0 \left. \frac{\partial \vec{z}}{\partial \vec{x}} \right|_j \right) \Delta \vec{x}_j^{(l)} = Q_j^{(l)}, \quad (9)$$

де $Q_j^{(l)}$ - значення нев'язок рівняння (8).

До матриць $\frac{d\vec{y}}{dx}$ та $\frac{\partial \vec{z}}{\partial \vec{x}}$ входять значення потокозчеплень та диференціальних індуктивностей контурів у j -му вузлі. Для їх визначення на кожній ітерації необхідно розв'язувати нелінійну систему рівнянь магнітного стану СМ за окремим алгоритмом.

Для розрахунку перехідного процесу у відповідності з рівнянням (8) необхідно мати значення координат режиму у двох попередніх точках, що можна здійснити використовуючи так званий "природний" кубічний сплайн на двоточковому шаблоні [12]. Для цього необхідно прийняти вектор $\vec{c}_j$ коефіцієнтів сплайна рівним нулю. У результаті отримаємо рівняння

$$3\vec{y}_j - 2h_j \vec{z}_j = 3\vec{y}_{j-1} + h_j \vec{z}_{j-1}. \quad (10)$$

Нерідко СМ мають в обмотках напівпровіднико-

ві елементи, тому виникає потреба визначення моментів їх комутації. Як було сказано вище, ці елементи можна замінити активними опорами, величини яких під час комутації змінюються стрибком. Якщо на j -му кроці інтегрування системи (3) встановлено, що струм такого елемента k -го контура змінює знак, то результат розрахунку на цьому кроці відкидається і необхідно визначити момент переходу миттєвого значення струму напівпровідникового елемента через нуль. Для цього у рівняння (8) підставляють значення струму i_k k -го контуру рівним нулю і визначають значення кроку h_j . Змінивши значення опору елемента k -го контуру, продовжуємо інтегрування, починаючи розгін з формули (10), а потім переходимо до формули (8).

ВИСНОВОК

Для розрахунку перехідних процесів в СМ, які описуються жорсткими системами ДР, використання кубічних сплайнів замість звичайних поліномів значно підвищує ефективність алгоритму розрахунку за відомим методом ФДН, особливо при наявності напівпровідникових елементів у контурах.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Лушик В.Д. Створення і дослідження суміщених електричних машин змінного струму: Автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Харк. держ. політехн. ун-т. - Харків: 1998. - 30 с.
- [2] Караваев В.Т. Специальные электрические машины с частичным совмещением (элементы теории, схемы и конструкции): Автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Урал. гос. ун-т. - Екатеринбург, 1998. - 40 с.
- [3] Алберг Дж., Нильсон Э., Уолш Дж. Теория сплайнов и ее приложения: Пер. с англ. - М.: Мир, 1972. - 316 с.
- [4] Попов Б.А. Равномерное приближение сплайнами. - К.: Наукова думка, 1989. - 272 с.
- [5] Маляр В.С. Методи розрахунку динамічних режимів в електромеханічних перетворювачах на основі сплайн-функцій: Автореф. дис... д-ра техн. наук: 05.09.01 / Нац. ун-т. "Львівська політехніка". - Львів, 2001. - 36 с.
- [6] Постников И.М. Обобщенная теория и переходные процессы электрических машин. - М.: Высшая школа, 1975. - 319 с.
- [7] Григоренко В.В., Синицкий Л.А. Алгоритм анализа цепей с большим разбросом постоянных времени // Техническая электродинамика. - 2000. - № 2. - С. 27-30.
- [8] Перхач В.С. Математичні задачі електроенергетики. - Львів: Вища школа, 1989. - 484 с.
- [9] Деккер К., Вервер Я. Устойчивость методов Рунге-Кутты для жестких нелинейных дифференциальных уравнений: Пер. с англ. - М.: Мир, 1988. - 334 с.
- [10] Чуа Л.О., Лин Пен-Мин. Машинный анализ электронных схем: Пер. с англ. - М.: Энергия, 1980. - 640 с.
- [11] Ортега Дж., Рейнболдт В. Итерационные методы решения нелинейных систем уравнений со многими неизвестными: Пер. с англ. - М.: Мир, 1975. - 558 с.
- [12] Завьялов Ю.С., Квасов Б.И., Мирошников В.Л. Методы сплайн-функций. - М.: Наука, 1980. - 350 с.

Надійшла 19.08.2003

ІНФОРМАЦІЙНА МОДЕЛЬ ТЕХНІЧНИХ РІШЕНЬ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ З ІНДУКЦІЙНИМ РЕГУЛЯТОРОМ В КОЛІ РОТОРА

Головань В.І., к.т.н., Головань І.В.

Чернівецький факультет Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”
Україна, вул. Головна, 203А г. Чернівці, 58000, Україна
тел./факс (0372) 7-24-15

Запропоновано концепцію процесу розробки інформаційної моделі технічних рішень асинхронних двигунів з індукційним регулятором в колі ротора, яка дозволяє поетапно вирішувати найбільш оптимальну стратегію розробки різних варіантів нових задач. При інформаційних дослідженнях враховуються всі види взаємопов'язаних елементів структури технічних рішень в статичі і динаміці і процесі аналізу рішень по оптимізації процесу розробки.

Предложено концепцию процесса разработки информационной модели технических решений асинхронных двигателей с индукционным регулятором в цепи ротора, позволяющую поэтапно решать наиболее оптимальную стратегию разработки разных вариантов новых задач. При информационных исследованиях учитываются все виды взаимосвязей в статике и динамике в процессе анализа и синтеза, выработки и предварительной оценки решений по оптимизации процесса разработки.

В роботі робиться спроба створення інформаційної моделі процесу розробки технічних рішень асинхронних двигунів (АД) з індукційним регулятором в колі ротора (АДІР), призначених для електроприводів з інтенсивними режимами роботи.

В нинішніх жорстких умовах ринкової економіки традиційний підхід до виконання проектно-конструкторських розробок і впровадження їх у виробництво, не гарантує випуск конкурентоспроможних АДІР. Вітчизняна практика здійснення проектно-конструкторських розробок і впровадження у виробництво виробів середньої складності триває в межах 3-5 років. За такий період виріб зазнає морального старіння і втрачає конкурентну спроможність [2].

Для того, щоб забезпечити перехід до інтенсивного способу економічного росту необхідно привести структуру виробничих відносин нашого суспільства в відповідності з сучасним станом прогресивних виробничих сил та нових інформаційних технологій. Тільки наукова теорія дозволить вибудувати початковий неорганізований потік інформації, розкласти складні явища і дійти до простих, елементарних причин.

Наукові і дослідно-конструкторські розробки стали головним фактором прискорення економічного росту розвинених примислових країн [13]. До науковеских виробів відносяться проекти і зразки нової техніки. Тому процес створення сучасних ефективних технічних рішень потребує в даний час комплексного системотехнічного підходу. Ефективність процесу розробки технічних рішень, які не поступаються по своїх техніко-економічним параметрам кращим світовим зразкам, залежить в великій мірі від концентрації роботи в цілому, від її комплексності, системності [1,12].

При розробці технічних рішень АДІР однією з головних задач інформаційного забезпечення являється розробка інформаційної моделі [1,10]. Інформаційна модель дає можливість використати строги наукові методи перетворення і інформації. Запропонована авторами послідовність операцій розробки інформаційної моделі АДІР надана на рис.1.

При постановці задачі складної системи, якою

являється АДІР, задаються умови функціонування системи і мети, заради досягнення якої створюється система [13]. Складна система складається із різнорідних об'єктів, в яких протікають процеси різної природи. Відповідно математична модель системи являє собою комплекс моделей різних взаємодіючих процесів, таким чином, виникає проблема математичної задачі синтеза системи АДІР[4].

Планування стратегії розв'язання задачі можна здійснити в таких варіантах: якщо поставлена задача, для розв'язання якої можна використати колишні методичні дослідження і вже розроблену стратегію, то рекомендується використати цю стратегію; якщо в процесі уточнення задача розбивається на різні підзадачі, то вибирається послідовність розгляду цих задач, тобто встановлюється “логічний порядок” дій; постановку задачі можна уточнити, не поділяючи її на підзадачі, якщо для її розгляду не відомо надійної стратегії. В цьому випадку потрібно спочатку знайти та розпізнати основні проблеми, які в основному відповідають недолікам, що потрібно ліквідувати [1,14].

Категорично і безкомпромісно формувати вимоги до системи або мети проведення досліджень дуже важко, тому, що заделегідь не можливо знати всіх реальних обставин. Це примушує на першому етапі постановки задачі синтеза системи АДІР формувати вимоги до системи в термінах характеристик, у відповідному розумінні інваріантних по відношенню до зовнішнього середовища. Така процедура приводить до складання деяких вимог, які складаються із набору часткових показників ефективності (критеріїв), сукупне збільшення (або зменшення) яких являється не заперечним основним призначенні системи [13].

Після формування постановки задачі синтеза системи АДІР проводиться збір інформації. На цьому етапі відбувається попередній відбір суттєвої інформації з оптимальними конструктивними та техніко-економічними параметрами.

Інформацію необхідно накопичувати і систематизувати постійно, незалежно від задач, які вирішуються [5,7,8]. Область пошуку специфічної для вирі-

шуємої задачі інформації деталізується та уточнюється в ході розробки. Визначення потреби в інформації повинно стати принципом роботи [1,14].

Формування технічної концепції починається після визначення потреби. Концепція, як задум технічного засобу, містить опис основи дії, як правило пов'язаний із схемою конструктивного виду АДІР [11].

Розроблені системні концепції створюють область можливих рішень для системи як основи дії АДІР, який повинен служити задовільненню встановленої потреби. Розробка конструктивних концепцій починається з моменту визначення схеми конструктивного виду АДІР і тісно пов'язана з розробкою системних концепцій.



Рис.1.Послідовність складання узагальненої інформаційної моделі процесу технічних рішень АДІР.

На стадії концептуального дослідження необхідний такий рівень, який дозволить провести оцінку проекту АДІР як основи: чи розробки нового технічного засобу; чи підбір відомих конструкцій, безпосереднього вибору існуючих технічних засобів або внесення змін у відношення між окремими засобами комплексу.

Після формування технічної концепції і збору інформації по заданій тематиці АДІР здійснюється її аналіз [3]. Для цього використовується попередня концепція аналізу інформації у відношенні інформаційної моделі нового технічного рішення [1,13]. Часткові показники прагнуть визначити так, щоб вони залежали тільки від конструктивних параметрів та характеристик системи АДІР. Якщо кожному варіанту системи АДІР співставити деякий набір параметрів $x = \{x_1, x_2, \dots, x_n\} \in X$, де X – чисельність всіх можливих альтернатив системи, то набір часткових показників можна зобразити у вигляді деякого векторного критерію $W(x) = \{W_1(x), W_2(x), \dots, W_n(x)\}$.

Зрівняємо попарно альтернативи x , наприклад системи $x' \in X$ і $x'' \in X$. Приймаємо, що альтернатива x' домінує над альтернативою x'' , якщо $W_i(x') \geq W_i(x'')$, $i=1,2,\dots,n$. Очевидно, що із двох альтернатив x' і x''

домінуюча альтернатива x' буде мати перевагу в силу прагнення до збільшення значень всіх часткових критеріїв. Таким чином, альтернативу x'' можливо вилучити із подальшого аналізу. Процедуру відсіву неконкурентних значень x можна продовжувати до тих пір, поки вона не приведе до виділення чисельності $X^* = P(X, W)$ альтернатив X , не зрівняних згідно принципу домінування.

Формально це означає, що для будь-якої пари $x^1, x^2 \in X$ $W_i(x^1) \geq W_i(x^2)$ приводить до рівності $W_i(x^1) = W_i(x^2)$ для всіх i . Чисельність

$$X^* = P(X, W) \quad (1)$$

називається чисельністю ефективних (або оптимальних, по Парето) альтернатив, а відповідна їм чисельність $W_p = W(X^*)$ векторів-ефективними або паретовськими векторами. Принцип домінування по векторному критерію $W(\alpha)$ являється частковим випадком завдання на чисельності X відношення переваги.

Після попереднього аналізу інформації здійснюється класифікація та систематизація АДІР [5,9]. При інформаційних дослідженнях необхідно аналізувати інформацію по всій сукупності можливих альтернатив-

них варіантів, з метою обліку критеріїв і факторів при аналізі вже відомих і розробці нових технічних рішень.

Рациональність створення такої концепції визначається деталізацією опису системи і конструктивно-го виду. Рівень деталізації концепції залежить від вимог, які виходять із комплексу критеріїв. Таким чином, якість системних і конструктивних характеристик, які встановлюються в процесі розробки концепції, залежать від комплексу критеріїв.

Рівень деталізації запису системи повинен залежит від потреби. Представимо дію АДІР з використанням рівня деталізації, який показаний на рис.2 [11].

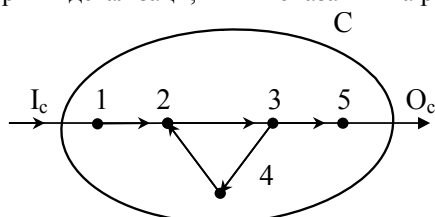


Рис.2. Рівень деталізації запису системи АДІР.

Вершини графа (позначені точками) від 1 до 5 відображають запис відношень перетворень. Знаки I_c і O_c характеризують відношення зв'язків з оточуючим середовищем відповідно на вході і виході. Внутрішні відношення зв'язків забезпечуються відношеннями цифр 12, 23, 35, які відповідають номерам відношень перетворень. Зворотні зв'язки, які проявляються в комплексі системи, забезпечуються відношеннями 34 і 42.

Таким чином система являє собою комплекс перетворювань і зв'язків. Представлений граф відношень перетворень і відношень зв'язків як комплекс, створює систему:

$$I_c = I_1 \rightarrow O_1 = I'_2 \rightarrow O'_2 = I_3 \rightarrow O'_3 = I_5 \rightarrow O_5 = O_c \quad (2)$$

$$I'_2 = O_4 \leftarrow I_4 = O'_3$$

Елементи від 1 до 5 створюють комплекси, які входять як складові частини в сукупність C . Між діючим комплексом і цією сукупністю існує відношення зв'язку, яке обумовлено тим, що вхід I_c сукупності одночасно являє собою і I_1 . Відношення між комплексом і сукупністю розкриває зв'язок $O_5 = O_c$.

Система являє собою послідовно-ітераційний комплекс, так як він містить перетворення $I_4 \bar{R} Q_4$, тобто зворотній зв'язок, який характерний для автоматизованих комплексів. Дія елементів 2 і 4 зв'язана з тим, що в елементі 2 здійснюється дія на основі відношень: $I'_2 \bar{R} O_2$ і $I'_2 \bar{R} O_2$, де $I'_2 = O_1$; $I'_2 = O_4$.

Для елемента 3 існує зворотне явище: $I_3 \bar{R} O'_3$ і $I_3 \bar{R} O'_3$, де $O'_3 = I_5$; $O'_3 = I_4$. Якщо рівність між входом і виходом позначити через R^0 (нуль означає відсутність перетворення) то суттєву властивість системи можна записати у вигляді чисельності відношень:

$$\langle \bar{R}, R^0 \rangle. \quad (3)$$

Ця чисельність характеризує відношення між величинами інформації, маси і енергії, які умовно називаються входами і виходами, що відображають властивості технічних систем.

Порівнянню підлягають прогнозуємі на основі концепції особливості і властивості АДІР. Можна

прийняти априори, що існує необмежена кількість можливих концепцій, що приводить до поняття області можливих рішень. Розглядаючи методи створення області можливих рішень з більш загальних позицій, враховуємо, що між елементами сукупності можуть існувати зв'язки.

Існують слідуючі випадки створення області можливих рішень: створення сукупності без врахування безпосередніх зв'язків між елементами до тих пір, поки не приступають до оцінки з метою визначення найкращого рішення; створення сукупності з урахуванням безпосередніх зв'язків між елементами сукупності. Виконання умов, які витікають із прийнятого комплексу критеріїв, сприяють в наданні проектуемому АДІР нових особливостей і властивостей.

Поступове створення концепцій, особливо багатоходове, відіграє важливу роль в системному проектуванні, оскільки воно сприяє поступовому встановленню цілого, невід'ємну частину якого повинен складати об'єкт проектування. Методи основані на поступовому формуванні взаємопов'язаних концепцій: зменшують вірогідність виникнення фантастичних концепцій, які не відповідають прийнятим критеріям; вимагають уміння позбавлятися від дії стереотипів; вимагають великих інтелектуальних і відповідних емоційних зусиль; дозволяють не тільки удосконалювати безпосередньо концепцію, але також сприяють удосконаленню комплексу критеріїв. На стадії створення концепції особливо велике значення має "відповідність" комплексу критеріїв, які дозволяють знаходити нові значення.

При виділенні визначаючих параметрів системи АДІР застосуємо формалізм так званих бінарних відношень [13]. Бінарним відношенням на чисельності альтернатив X називається чисельність R упорядкованих пар (x, y) , де $x \in X$ і $y \in X$ (або $x, y \in X$).

Якщо альтернативи x і y знаходяться у відношенні R , то поряд з $(x, y) \in R$ застосовується запис xRy . Бінарне відношення R на X називається повним, якщо будь-які два елементи із чисельності X пов'язані відношенням R . Доповнення R бінарного відношення R визначається слідуючим чином: $x \bar{R} y$ означає, що $(x, y) \notin R$, тобто невірно, що x знаходиться в відношенні R з y .

Використовується також зворотнє до R відношення R^{-1} : $x R^{-1} y$ тоді і тільки тоді, коли yRx . В випадку коли одночасно $x \bar{R} y$ і $y \bar{R} x$, альтернативи x і y називаються незрівнянними.

Бінарне відношення R на чисельності X називається: рефлексним, якщо xRx для всіх $x \in X$; симетричним, якщо із xRy виходить yRx для всіх $x, y \in X$; антисиметричним, якщо для всіх $x, y \in X$ із xRy і yRx випливає, що $x=y$; еквівалентним, якщо R транзитивне, рефлексне і симетричне; порядком, якщо R транзитивне і антисиметричне; квазіпорядком, якщо R рефлексне і транзитивне. Таким чином поняття бінарного відношення дозволяє формалізувати різні по своїй природі операції попарного зрівняння альтернатив АДІР [6].

При проектно-конструкторських роботах АДІР для визначення залежності параметрів системи доцільно застосувати теорію матриць. Деталізація елемен-

тів системи з застосуванням матриць полегшує аналіз систем з більш високим ступенем складності, а також процес створення систем [5].

На рис.3 продемонстрований матричний запис 6 елементарних систем АДІР, з використанням слідуючих основних правил [11]: номери рядків і стовпців позначають відношення перетворень; входи і виходи системи знаходяться на перетині рядків і стовпців одного і того ж відношення; зовнішній вхід системи позначається знаком мінус; зовнішній вихід системи позначається знаком плюс; внутрішні відношення зв'язків позначаються на перетині рядків і стовпців відношень перетворень із збереженням додатних і від'ємних значень; якщо вихід відношення в рядку являється входом відношення в стовпці, то зв'язок має знак плюс; якщо відношення перетворень в рядку знаходиться після відношення перетворення в стовпці, то зв'язок має знак мінус.

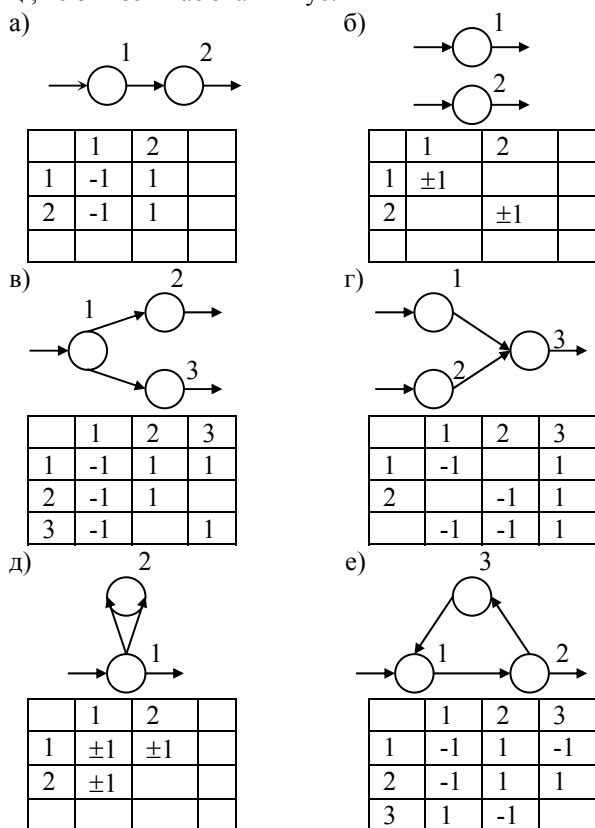


Рис.3. Матричний запис комплексів елементарних систем АДІР.

Входами і виходами відношень перетворень являються комплекси (рис.3а-е) відповідно: послідовний - де відношення перетворень 1 і 2 проявляються одне за одним; паралельний - де два відношення перетворень 1 і 2 будуть частинами одного цілого, тобто можуть створювати складові однієї системи; розхідний або девергентний - де відношення перетворень виходів 2 і 3 пов'язані з одним відношенням перетворень входу 1; східний або конвергентний - де відношення перетворень входів 1 і 2 пов'язані з одним відношенням перетворень виходу 3; зворотнім зв'язком - характерний для ітераційного процесу; послідовно-ітераційний - прикладом якого являється система рис. 2.

Числові позначення значень відношень зв'язків

дозволяють враховувати стохастичні процеси, тобто недетерміновані явища. Одиниці в матриці використані для позначення наявності відношень зв'язків, вказують на детермінований процес, тобто такий процес, при якому зв'язки проявляються із 100%-вою достовірністю.

При системному аналізі взаємозв'язків елементів технічних рішень доцільно використати структурний та функціональний аналіз. При прогнозуванні технічних рішень системний підхід заключається в тому, що необхідно враховувати всі види їх взаємозв'язків в статистиці і динаміці.

Складність прогнозуємих технічних рішень безперервно підвищується. При розробці технічних рішень використовуються принципи, методи, прийоми і правила інженерної творчості. Особливості процесу прогнозування диктують необхідність використання спеціальних банків знань [1]: закономірностей і тенденцій розвитку об'єктів техніки, методів і прийомів активізації інженерної творчості; методів і прийомів активізації нових технічних рішень; відкриттів і фізичних ефектів; прийомів перетворення об'єктів техніки; принципів, методів і прийомів прогнозування параметрів і структури технічних рішень; негативних ефектів і т.п.

Для зручності використання методів інженерної творчості і банків знань при розробці та прогнозуванні технічних рішень необхідно їх класифікувати.

В творчому технічному процесі від замкнутого мислення переходять до відкритого міркування, що приводить до основного принципу упорядкування мислення. Позбавлення від хаосу і прагнення до порядку - це логічна необхідність [11].

Одна із проблем впорядкованого мислення полягає в розумінні рівней абстракції, поскільки це спрощує визначення черговості творчої діяльності.

Поняття системи і конструкції дозволяє встановити рівні абстракції. Черговості розглядання конкретності і абстракції на різних рівнях залежить від аналізу і синтезу технічних рішень. На рис. 4 проаналізовані основні рівні абстракції.

Одна із проблем впорядкованого мислення полягає в розумінні рівней абстракції, поскільки це спрощує визначення черговості творчої діяльності. Черговість розглядання конкретності і абстракції на різних рівнях залежить від мети аналізу і синтезу технічних рішень. Суть проблеми формування області можливих рішень складають концепції АДІР (рис. 4).

В сфері конкретності розрізняють: матеріальну потребу; функціонування технічного засобу з точки зору задоволення потреб; технічний засіб, який являє собою штучний матеріальний комплекс, якому надана бажана структура, що забезпечує його функціонування. Таким чином, функціонування з точки зору матеріальної потреби обумовлює відповідні структури виробу. Формування концепцій дій і структур шляхом обдумування і визначення конструктивного виду веде до встановлення поняття системи і конструкції, які дозволяють визначити рівні абстракції.

Із графа різномірність: потреб, з яких вибирають ту, яка відповідає соціальним критеріям і визначена комплексом критеріїв; дій, основою яких в процесі проектування стає система, яка задовольняє комплексу

критеріїв; структур, з яких вибирають ті, які визначені в процесі конструювання конструкцією, що відповідає комплексу критеріїв.

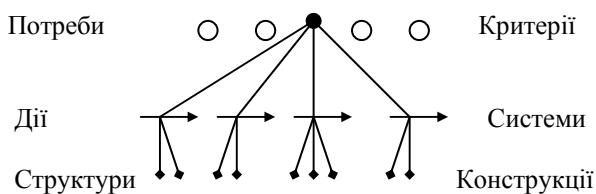


Рис.4. Граф різномірності об'єктів концепції.

Із різномірних дій і різномірних структур необхідно вибрати ті, які найкращим чином відповідають складеному комплексу критеріїв; це здійснюється шляхом оптимізації системи і конструкції як діалектичної єдності. В нашій свідомості – в інтуїтивному мисленні і логічному міркуванні – особливість АДІР як матеріального комплексу являє собою модель матеріальної дійсності.

Модель допомагає виявити не тільки найбільш оптимальну стратегію, але і змодувати можливий ризик її використання. Крім того модель здійснює відповідну допомогу у вирішенні нових задач або моделювання процесу виконання нових функцій, для яких це технічне рішення не застосовувалося. В деяких випадках доцільно вибрати не саме оптимальне рішення з точки зору технічних параметрів, але надаючи гарантію, наприклад, заданого показника надійності його функціонування технічного рішення.

При складанні моделі можуть використовуватись два види подібності: структурний – між структурою моделюемого об'єкта та структурою моделі; функціональний – між моделюемим об'єктом та моделлю, які розглядаються з точки зору виконання або подібності функцій при відповідних діях.

При інформаційних дослідженнях повинні застосовуватись всі моделі технічних рішень: візуальні, фізичні, електричні, математичні, критеріальні, реалізовані з допомогою ЕОМ і т.д. Математичні моделі являються найбільш точними і мають свою перевагу; їх використання, в тому числі з допомогою ЕОМ, являється перспективним направленням.

В тому випадку, коли не має адекватних математичних моделей і неможливо виконати електротехнічну модель, яка функціонує з заданою точністю реалізується фізична модель. Критеріальна модель найбільшим чином відображує якісні характеристики об'єкта дослідження. Використання візуальних моделей доцільно при вирішенні всіх задач і проблем, які виникають при розробці технічних рішень, тобто: використання аналогій і зображень; використання геометричних асоціацій, зображенню з допомогою символізації; зображення схем, креслень. Особливо доцільно моделювання на ЕОМ прототипа розробки і прогнозуемого технічного рішення.

Технічні процеси можуть бути представлені різними способами в залежності від виду процесу, мети представлення: в формі блок-схеми; в формі графа – ребра якого, позначають процеси, а вузли – технічний стан; діаграм – які дозволяють наглядно представити послідовність і прив'язку операцій по часі; математичного опису – математичні рівняння якого в більшості випадків найбільш точно описують протікання проце-

сів і їх залежності; словесного опису – простіші інших, але не забезпечують однозначності, або виявляються досить довгими.

Подальша послідовність операцій розробки дослідного зразку, перевірка адекватності моделі, побудова моделі технологічного процесу, техніко-економічної оцінки технічних рішень та оптимізації рішень показана на рис.1.

Інформаційна модель необхідна для розробки різних варіантів технічного рішення, концентрації зусиль при пошуку оптимальних варіантів окремих вузлів, деталей, компонентів АДІР. Таким чином, наявність інформаційної моделі дозволяє проводити розробку технічного рішення поетапно, при необхідності повертаючись до попередніх етапів розробки.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Александров Л.В. Блинников Н.Н. Программно-целевой подход при разработке технических решений. Обзорная информация. - М.: ВНИИПИ.-1989. – 81с.
- [2] Бойко П.А., Мордвінов С.І. Структура процесу моделювання ергономічної експертизи контрольно-вимірювальних приладів та систем. – Експрес-новини: наукова техніка, виробництво.-Київ: Укр. ІНТЕІ. – 1997.-№19-20. – С.33-35.
- [3] Головань В.І., Головань І.В. Анализ конструкций асинхронных двигателей ИС в цепи ротора / Информ.лист. –Черновцы: ЦНТЭИ.-1997. - №20-97. –4с.
- [4] Головань В.І., Головань І.В. Математическая постановка задачи синтеза системы асинхронного двигателя с индукционным сопротивлением в цепи ротора // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 4.-К.: -2002.-С.37-42.
- [5] Головань В.І., Головань І.В. Асинхронные двигатели с индукционным сопротивлением в цепи фазного ротора. –Черновцы: Прут. –2000.-160с.
- [6] Головань В.І., Головань І.В. Автоматизированное проектирование индукционного сопротивления асинхронного двигателя // Технічна електродинаміка. Проблеми сучасної електротехніки. Частина 5.-К.: -2000.-С.100-105.
- [7] Головань В.І. Конструкции индукционных сопротивлений асинхронных двигателей с фазным ротором / Обзор.информ. –Черновцы: МТЦНТИ. –1991.-40с.
- [8] Головань В.І., Головань І.В. Конструкции асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи фазного ротора / Обзор.информ. –Черновцы: ЦНТЭИ. – 1998. – 51с.
- [9] Головань В.І. Обобщение и систематизация асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи ротора / Информ.лист. –Черновцы: ЦНТЭИ.-1993. -№11-93. – 4с.
- [10] Головань В.І. Процесс разработки технических решений асинхронных двигателей с индукционным сопротивлением в цепи ротора / Информ.лист. – Черновцы: ЦНТЭИ. – 1993.-№10.-6с.
- [11] Дитрих Я. Проектирование и конструирование: системный подход. Пер. с польск. – М.: Мир.-1981.-456с.
- [12] Евланов Л.Г. Теория и практика принятия решений. – М.: Экономика. –1984. –176с.
- [13] Кроснощев П.С., Петров А.А., Федоров В.В. Информатика и проектирование. –М.: Знание. (Новое в жизни, науки, техники. Сер. «Математика и кибернетика»). – 1986. - №10. – 48с.
- [14] Мюллер И. (пер. с нем.) Эвристические методы в инженерных разработках. – М.: Радио и связь, 1984. – 144с.

Надійшла 11.03.2003

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОДХОДОВ К ОБРАБОТКЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ В ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ ВЛАГОМЕРАХ

Дьяченко Ю. Ю., к.т.н.

Восточноукраинский национальный университет имени Владимира Даля
Украина, 91034, Луганск, кв. Молодежный, 20а, ВНУ, кафедра электромеханики
тел. (0642) 41-80-02, E-mail: dyach@snu.edu.ua.

Розглянуто сучасні тенденції в обробці вимірювальної інформації. Запропоновано принципи побудови високочастотних вологомірів зернистих матеріалів.

Рассмотрены современные тенденции в обработке измерительной информации. Предложены принципы построения высокочастотных влагомеров зернистых материалов.

Многие вещи нам не понятны не потому, что наши понятия слабы, но потому, что сии вещи не входят в круг наших понятий.
Козьма Прутков

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ В ОБЩЕМ ВИДЕ

Обработка измерительной информации, в частности в приборах контроля влажности высокочастотным (ВЧ) методом, опирается на модель объекта контроля, в данном случае – на модель влажного материала. Каким путем может быть получена такая модель?

Модель – это представление объекта в символьной форме.

Анализ достижений и публикаций по проблеме. Господствующее в настоящее время структурно-детерминистское математическое моделирование начало формироваться на протяжении XIV-го – XVII веков: от У.Оккама, предложившего в XIV в. принцип минимализма гипотез – «Бритву Оккама» до труда Р.Декарта «Рассуждение о методе...» [1] (XVII в), в котором он предложил метод научного исследования, состоящий из четырех правил:

1. Тщательно подбирать основоположения и аксиомы.
2. Разделять объект исследования на более простые компоненты.
3. Исследовать последние от простейших к сложным, везде устанавливая порядок.
4. Исследование должно быть максимально полным и широким.

Основой созданного в XVIII в. классического естествознания стал математический язык дифференциального и интегрального исчисления. С тех пор при познание природы сводится к получению однозначной, математически описываемой, структурно адекватной картины явления и созданию техники, которая действовала бы алгоритмично, по наперед заданным правилам: от механических андроидов средневековья (хотя первые андроиды существовали уже в начале нашей эры) до шахматного суперкомпьютера Deep Blue, обыгравшего чемпиона мира среди людей. **Структурно-детерминистское** математическое моделирование описывает (конструирует) модель, структурно адекватную объекту (предмету, процессу, явлению и пр.) средствами математики и логики.

До середины XX века объекты, к которым применялся метод, были достаточно простыми. Методы статистики и теории вероятностей за счет упрощений позволяли описывать и достаточно сложные объекты.

Однако, после качественного скачка в технике в 40-60-х годах XX века, (создание ЭВМ, использование атомной энергии, выход в космос, телевидение, реактивная авиация) наступила стагнация.

Связь проблемы с важными научными и практическими задачами. С переходом к постиндустриальной стадии развития изменения стали происходить в средствах вычислений. Во второй половине

XX века быстрыми темпами (количественно) стали развиваться компьютеры, появилась Всемирная Сеть, и были созданы предпосылки для развития доступного (на ПК) вычислительного моделирования процессов и явлений и управления ими (в том числе с помощью нечеткой логики) на основе созданных моделей.

С другой стороны, появилась необходимость описывать сложные нелинейные неустойчивые открытые системы и процессы в них. Были созданы теории, описывающие поведение хаотических систем, в частности, теория протекания.

Глобальность изменений во взглядах на мир и на его описание математическими моделями характеризует следующий исторический факт. В 60-х годах XX века сэр Джон Лайтхил, президент Международной ассоциации математических исследований, посчитал своим долгом принести извинения просвещенному сообществу за то, что 300 лет математики вводили человечество в заблуждение, так как концепция абсолютного детерминизма оказалась далеко не безусловной [2].

Как следствие стала развиваться **функционально-хаотическая парадигма**, делающая упор на структурно неадекватном объекту моделирования с целью получения, описания и воспроизведения экспериментальных данных. В этом случае объект рассматривается как "черный ящик". Описание сложных объектов сводится к отбрасыванию несущественных входов и выходов и подбору зависимостей, описывающих взаимосвязь оставшихся. В итоге начал изменяться подход к получению научных результатов: все большее число статей посвящено методике, инструментам и результатам численного моделирования, аналитические формулы появляются все реже (да и то зачастую в виде аппроксимаций). "Сумма знаний, накопленных человечеством" стала слишком большой для одного человека и знание стало заменяться верой (не только в религиозном смысле – многие теории выходят за рамки понимания неспециалиста). Сложность технических, социальных, экономических процессов перерастает возможность человека, и он начинает терять непосредственный контроль за созданным им миром. Управление переходит в руки кибернетических функционально-эмпирических систем.

Очевидно, что два обозначенных подхода ортогональны, и невозможно сказать, какой из них "лучше" или "хуже" в общем случае. Наоборот, они дополняют друг друга. Обоснованность их применения зависит от характера решаемой задачи.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим приложение рассмотренных типов моделирования к задачам **определения влажности зернистых материалов (ЗМ) ВЧ методом.**

Выделение нерешенных ранее частей общей проблемы. ВЧ контроль влажности предусматривает

воздействие на контролируемый материал, размещенный в специальном датчике, ВЧ электромагнитным полем и анализ поведения материала в этом поле.

Основной сложностью при конструировании ВЧ влагомеров является аналитическое установление связи электрических свойств ЗМ, геометрии его частиц, химического состава, плотности и влажности. В настоящее время такие зависимости получены для частиц в форме сфер [3] и эллипсоидов вращения [4]. Однако, частотно - влажностные характеристики рассчитываются с учетом ряда допущений, в частности, о форме силовых линий поля в частицах и межчастичном пространстве. Для повышения точности и расширения круга измеряемых материалов необходимо рассмотрение возможных путей обработки экспериментальным путем получаемой информации (в случае ВЧ-влажнометрии это сигнал, несущий информацию о проводимости ЗМ на определенной частоте).

ОСНОВНОЙ МАТЕРИАЛ ИССЛЕДОВАНИЯ

В соответствии с рассмотренными парадигмами можно указать *два способа интерпретации экспериментальных данных*:

1. Структурный: полученная экспериментальным путем информация преобразуется по некоторым формулам неэмпирического происхождения. Данный подход базируется на математическом моделировании, в соответствии с которым, реальной структуре ставится в соответствие идеализированная, построенная средствами логики и математики. Компьютерной моделью в данном случае является условный образ объекта или некоторой системы объектов (или процессов) и отображающий структуру и взаимосвязи между элементами объекта. В данном случае примером является аналитический (исходя из уравнений поля) расчет электрических свойств материала, по которым, в свою очередь определяется влажность материала.

2. Функциональный, когда информация, полученная от измерительного преобразователя преобразуется в результат измерения по алгоритмам и правилам, полученным в результате анализа экспериментальных данных, полученных априорно, до данного опыта. Базируется на имитационном моделировании, при котором модель исследуемого объекта имитирует некоторые задаваемые свойства объекта. Компьютерной моделью в данном случае является программа (совокупность программ, программный комплекс) позволяющий с помощью последовательности вычислений и графического отображения их результатов, воспроизводить (имитировать) процессы функционирования объекта (системы объектов) при условии воздействия на объект различных, как правило, случайных, факторов. При этом иногда не требуется декомпозиция объекта и расчет его структурных составляющих. Как пример можно привести экспериментальным путем полученные градуировочные характеристики и обученные нейронные сети.

Достоинством первого подхода можно назвать возможность доопытного расчета свойств материалов, в то время как во втором случае необходимы экспериментальные исследования, прежде чем можно будет приступить к измерениям. Однако второй подход позволяет обойтись без трудоемких, и, иногда неоправданно сложных, расчетов свойств гетерогенной среды.

В настоящее время при конструировании ВЧ влагомеров целесообразно *использование обоих подходов*: поддающиеся формализации задачи решаются построением логико-математических моделей; задачи, формализация которых требует слишком больших затрат, описываются эмпирически.

До сих пор при нахождении электрических свойств объема ЗМ предполагались упорядоченная [3] или квазихаотическая (комбинация упорядоченных) [4] упаковки. Большую адекватность при нахождении эффективной электропроводности неупорядоченной системы с значительной неоднородностью электропроводности можно получить, применяя *теорию протекания* [6, с.150-159]. Поэтому для расчета электрических свойств макрообъема ЗМ, в котором частицы уложены хаотично, целесообразно применение теории протекания и модели Шкловского – де Жена для расчета электрических свойств упаковки с хаотически распределенными в пространстве узлами. Перспективно построение математической модели дробленого, молотого угля частицами сферической формы разного диаметра, так как частицы угля значительно отличаются друг от друга по величине. При решении этой задачи возможно использование частного случая теории протекания: вычисления проводимости случайной сетки сопротивлений с очень большим разбросом величин.

Связь между электрическими свойствами объема ЗМ (которые получены в результате измерения) и материала частицы ЗМ благодаря *теории электромагнитного инварианта Б.И. Невзлина* [5] получена в виде аналитических формул. Мы имеем возможность получить величины активной и реактивной проводимости частицы и межчастичного пространства по величинам емкости и сопротивления объема ЗМ на двух частотах электрического поля.

Расчет удельных электрических параметров материала частицы ЗМ по электрическим свойствам частицы требует расчета электрического поля в частице, находящейся в ЗМ. В общем виде эта задача пока не решена и требует расчета *уравнения Лапласа*.

Функция влажности объема ЗМ от удельных электрических параметров материала частицы ЗМ зависит от ряда параметров (свойства материала, примеси) и в общем виде плохо формализуема – поэтому ее целесообразно искать с помощью тренированной *нейронной сети*.

ВЫВОДЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Таким образом, для решения задачи определения влажности ЗМ ВЧ методом необходимо использование как структурного, так и функционального подходов: поддающиеся формализации задачи решаются построением логико-математических моделей; задачи, формализация которых требует слишком больших затрат, описываются эмпирически.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Декарт Р. Рассуждение о методе, чтобы верно направлять свой разум и отыскивать истину в науках // <http://lib.km.ru/page.asp?id=3412&p=1>.
- [2] Чуличков А. Теория катастроф и развитие мира // Наука и жизнь. – 2001. – № 6. – С. 28-35.
- [3] Дубров Н.С., Кричевский Е.С., Невзлин Б.И. Многопараметрические влагомеры для сыпучих материалов. – М.: Машиностроение, 1980. – 144 с.
- [4] Дьяченко Ю.Ю. Электрический двухпараметровый метод и реализующее его устройство для контроля влажности зернистых материалов: Автореф. дис... канд. техн. наук: 05.11.13. – Харьков, 2002. – 18 с. // <http://www.nbuv.gov.ua/ard/2002/02dyvzm.zip>.
- [5] Невзлин Б.И. Выявление и применение электромагнитного инварианта математической модели контролируемой среды с активно-реактивными компонентами // Вестник Восточноукраинского государственного университета. – № 2. – 1997. – С. 155-161.
- [6] Шкловский Б.И., Эфрос А.Л. Электронные свойства легированных полупроводников. – М.: Наука, 1979. – 416 с.

Поступила 20.07.2003

КВАНТОВО-МЕХАНІЧНА МОДЕЛЬ ДАВАЧІВ КУТА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ (ЧАСТИНА 3. АНАЛІЗ ВПЛИВУ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПОХИБОК)

Завгородній В.Д.

Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем

Україна, 79000, м. Львів, вул. Ак. Колесси, 2, СКБ ЕМС

тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: skbnl68@mail.lviv.ua

Проаналізовано вплив технологічних похибок виготовлення складових індукційного давача кута і систематичних похибок його джерела живлення на точність відображення вхідної величини кута фазою е.р.с. вихідного сигналу. Запропоновано методи компенсації похибок, спричинених цими факторами.

Проанализировано влияние технологических отклонений составных частей индукционного датчика угла и систематических ошибок его источника питания на точность отображения фазой э.д.с. выходного сигнала входной величины угла. Предложены методы устранения этих ошибок.

ВСТУП

У попередніх викладах [1, 2] показано, що методична похибка кодування фазою вихідної е.р.с. ідеального індукційного давача кута положення його ротора відносно статора може бути суттєво зменшена при відповідному виборі параметрів дискретизації конструкції (чисел пар полюсів p , зубців статора z_s і зубців ротора z_r). Так, при $p=1$, $z_s=32$, $z_r=28$, ідеальних синусних обмотках збуджувальної та сигнальної систем і за умови ідеальної квадратурності джерела живлення вона не перевищує величину $2 \cdot 10^{-7} \approx 0,2$ кут. сек. Та, як свідчить практика розроблення давачів, неточності виготовлення складових елементів (технологічні відхилення їхніх форм від ідеальних), взаємного розташування статора й ротора (нааявність ексцентриситетів), відхилення функції розподілу провідників у пазах від синусоїдної, а також неквадратурність джерела живлення призводить до похибок, які на декілька порядків перевищують методичну. Для індивідуального давача ці похибки належать до систематичних, а відтак, якщо вони відомі, їх можна відповідним чином компенсувати.

При аналізі взаємний зв'язок між технологічними похибками та методичною, з огляду на її відносно малу величину, можна не брати до уваги і визначати перші, поклавши $z_s \rightarrow \infty$, $z_r \rightarrow \infty$. У цьому випадку квантово-механічні аспекти перетворення інформації не проявляються і нормована на одиницю амплітуда хвильової функції у відповідності з (15) [1], і (21) [2] описується виразом

$$\Psi(\alpha, \zeta) = e^{-jp(\alpha - \zeta)}, \quad (1)$$

де α - кутова координата по розточці сигнальної структури, за яку тут прийнято внутрішній статор, відносно якого за координатою ζ обертається ротор.

Запропонований підхід відрізняється від традиційного [3 ÷ 6] попереднім обмеженням спектру аналізованих гармонік із наступним їх перегрупуванням у хвильові пакети прямої та зворотної послідовностей. У цій статті позначення величин та скорочення прийняті ті ж, що й у [1, 2], а тому вони (за винятком тих, що вводяться уперше) для скорочення викладу не номінуються.

ПОПЕРЕДНІ МІРКУВАННЯ

Як відомо [3 ÷ 6], при незначній асиметрії виготовлення (чи складання) ЕМП питому магнітну провідність повітряного проміжку між його статорною та роторною структурами в загальному випадку можна записати як

$$\lambda(\alpha, \zeta) = \lambda_0 (1 + f(\alpha, \zeta)), \quad (2)$$

де λ_0 - величина цієї провідності для ідеальної конструкції, а $f(\alpha, \zeta)$ - деяка функція її модуляції за координатами α і ζ , при цьому $|f(\alpha, \zeta)|_{\max} \ll 1$. У такому разі за умови живлення системи збудження давача ідеальним квадратурним джерелом заданого струму (1) необхідно переписати як

$$\Psi(\alpha, \zeta) = (1 + f(\alpha, \zeta)) \cdot e^{-jp(\alpha - \zeta)}. \quad (3)$$

Щоб відразу отримати амплітуду вихідної е.р.с. сигнальної обмотки нормованою на одиницю, функцію розподілу провідників її i -тої фази запишемо як

$$w_i(\alpha) = \pi^{-1} \cos(p\alpha - \beta \cdot i), \quad (4)$$

де $\beta = 2\pi / m$; $i = \overline{0, m-1}$. Тоді, у відповідності з (20) [1], відносна величина е.р.с. i -тої фази сигнальної обмотки визначається як коловий згорт (3) по (4)

$$e_i = \oint w_i(\alpha) (1 + f(\alpha, \zeta)) \cdot e^{-jp(\alpha - \zeta)} d\alpha = e_{0i} + \Delta e_i, \quad (5)$$

$$\text{де } e_{0i} = \frac{1}{\pi} \oint \cos(p\alpha - \beta i) e^{-jp(\alpha - \zeta)} d\alpha = e^{jp(\zeta - \beta i)} \quad - \quad (6)$$

вихідна е.р.с. давача без технологічних відхилень;

$$\Delta e_i = \frac{1}{\pi} \oint f(\alpha, \zeta) \cos(p\alpha - \beta i) e^{-jp(\alpha - \zeta)} d\alpha \quad - \quad (7)$$

адитивна похибка, обумовлена наявністю технологічних похибок виготовлення.

У подальшому неодноразово необхідно буде обчислювати згортки виду

$$R = \frac{1}{\pi} \oint \cos(n\alpha - k\zeta) \cdot \cos(p\alpha - \beta i) e^{-jp(\alpha - \zeta)} d\alpha. \quad (8)$$

Тому з метою уникнення небажаних повторів та скорочення викладу встановимо властивості згортка R у діапазоні зміни параметрів $p > 0$ - ціле число, $-\infty < n, k < \infty$ - цілі числа. Аналіз (8) відомими методами показав, що $R \neq 0$ лише для трьох спектральних ліній: центральної ($n = 0$) та двох бічних ($n = \pm 2p$), для яких

$$R(n=0) = \cos k\zeta \cdot e^{j(p\zeta - \beta i)}; \quad (9)$$

$$R(n=2p) = 0,5 \cdot e^{j((p-k)\zeta + \beta i)}; \quad (10)$$

$$R(n=-2p) = 0,5 \cdot e^{j((p+k)\zeta + \beta i)}. \quad (11)$$

Вирази (9 ÷ 11) є наслідком прояву фільтрувальних властивостей синусних обмоток, які надалі полегшують аналіз, бо відразу зменшують кількість гармонік, що підлягають розгляду.

ВПЛИВ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПОХИБОК НА ФУНКЦІЙНІ ЗАЛЕЖНОСТІ ПОВІТРЯНОГО ПРОМІЖКУ

Ексцентриситет першого роду між циліндричними поверхнями розточок статора та ротора (рис. 1). У полярній системі координат (ρ, α) , прив'язаної до центру симетрії статора, рівнянням зміщеного на величину ексцентриситету e_1^s кола розточки ротора радіуса $r^r \in \rho^2 - 2e_1^s \rho \cos(\alpha - \varphi_1^s) + (e_1^s)^2 - r^{r2} = 0$, або

$$\rho = e_1^s \cos(\alpha - \varphi_1^s) + \sqrt{r^{r2} + (e_1^s \sin(\alpha - \varphi_1^s))^2}.$$

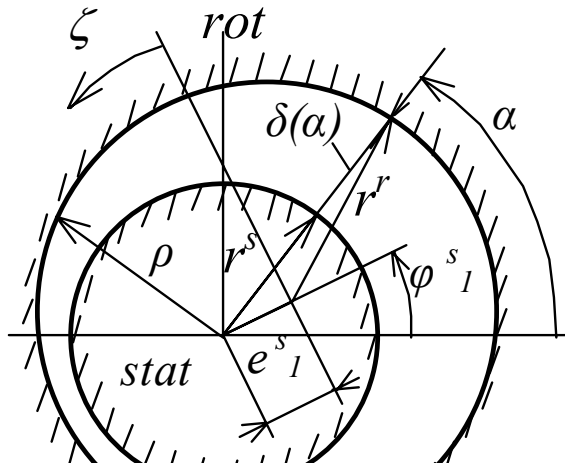


Рис. 1. До визначення впливу ексцентриситету першого роду

* У подальшому викладі індекси $s(r)$ уживаються у подвійному значенні: – верхні визначають належність відповідних параметрів до статора (ротора), а нижні є порядковими номерами гармонік відповідних структур.

Оскільки $e_1^s \ll r^r$, із достатньою для якісного аналізу точністю можна покласти $\rho = e_1^s \cos(\alpha - \varphi_1^s) + r^r$, тим більше, що друга гармоніка переважно спричиняється еліптичністю статора. У такому разі

$$\delta(\alpha) = \rho - r^s \approx \delta_0 (1 + \varepsilon_1^s \cos(\alpha - \varphi_1^s)), \quad (12)$$

де $\delta_0 = (r^r - r^s) > e_1^{s*}$ – номінальний повітряний проміжок; $\varepsilon_1^s = e_1^s / \delta_0$ – відносна величина ексцентриситету першого роду.

Еліптичність (або овальність) розточки статора. Основні геометричні розміри структури для встановлення залежності $\delta(\alpha)$ у цьому випадку вказані на рис. 2. Наближеним рівнянням кривої, яка описує роз-

точку статора в його центральній системі циліндричних координат (ρ, α) є

$\rho = e_2^s \cos 2(\alpha - \varphi_2^s) + r^s$, де e_2^s – четверть різниці між осями еліпса; φ_2^s – кут положення великої осі еліпса.

Отже, як і в попередньому випадку, можна записати

$$\delta(\alpha) = \delta_0 (1 + \varepsilon_2^s \cos 2(\alpha - \varphi_2^s)). \quad (13)$$

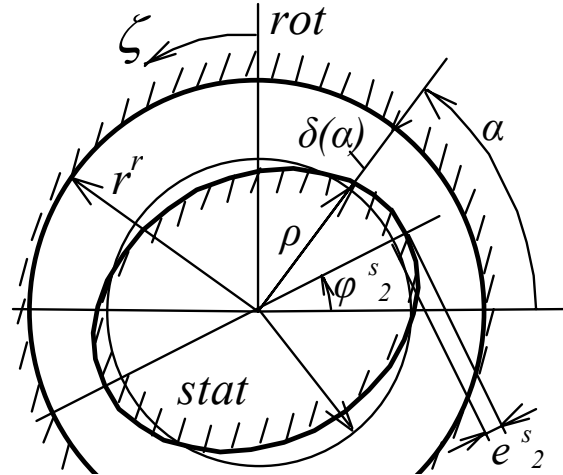


Рис. 2. До визначення впливу еліптичності статора

Подібним чином можна описати вплив огранення більш високих порядків розточки статора, а, оскільки ці чинники є незалежними, у загальному випадку їхньої дії запишемо

$$\delta(\alpha) = \delta_0 \left(1 + \sum_{s=1}^{v_s} \varepsilon_s \cos(s \cdot \alpha - \varphi_s) \right), \quad (14)$$

де $s = \overline{1, v_s}$ – номери гармонік, зумовлених дефектами статора; v_s – номер найвищої гармоніки, що береться до уваги при аналізі.

Ексцентриситет другого роду* між розточками статора та ротора характеризується тим, що центр кола розточки ротора при зміні кутової координати ζ описує коло радіуса e_1^r (рис. 3).

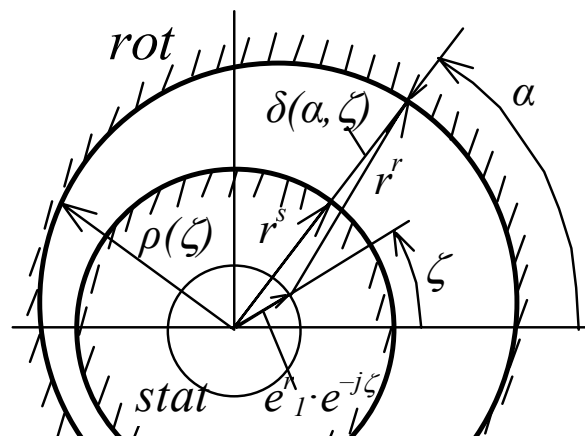


Рис. 3. До визначення впливу ексцентриситету другого роду

* Взаємний ексцентриситет між статором та ротором першого роду приписано статору, а другого роду – ротору, тому що перший не є функцією координати ζ , а другий є функцією $(\alpha - \zeta)$, як і вплив усіх інших дефектів ротора.

Функцію $\delta(\alpha, \zeta)$ у цьому випадку наближено опишемо аналогом (12) при заміні α на $(\alpha - \zeta)$, тобто

$$\delta(\alpha, \zeta) = \delta_0 \left(1 + \varepsilon_1^r \cos(\alpha - \zeta - \varphi_1^r) \right), \quad (15)$$

де $\varepsilon_1^r = e_1^r / \delta_0$ – відносна величина ексцентриситету другого роду.

Еліптичність (або овальність) розточки ротора e_2^r (рис. 4) спричиняє девіацію повітряного проміжку за аналогом (13), тобто

$$\delta(\alpha, \zeta) = \delta_0 \left(1 + \varepsilon_2^r \cos(2(\alpha - \zeta) - \varphi_2^r) \right). \quad (16)$$

де $\varepsilon_2^r = e_2^r / \delta_0$ – відносна еліптичність ротора.

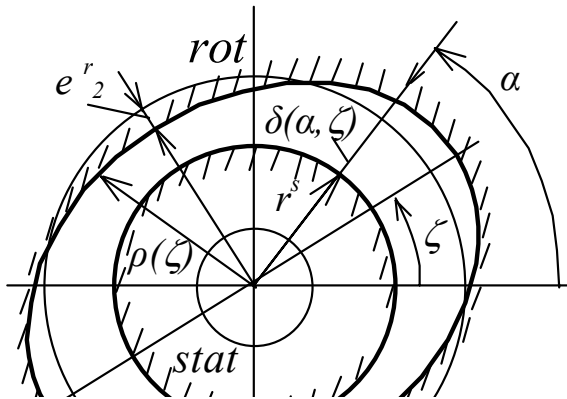


Рис. 4. До визначення впливу еліптичності ротора

У загальному випадку функційну залежність $\delta(\alpha, \zeta)$ від неточностей виготовлення ротора можна записати як

$$\delta(\alpha, \zeta) = \delta_0 \left(1 + \sum_{r=1}^{v_r} \varepsilon_r \cos(r(\alpha - \zeta) - \varphi_r) \right), \quad (17)$$

де $r = \overline{1, v_r}$ – номери гармонік, зумовлених дефектами ротора; v_r – номер найвищої гармоніки де-фектів ротора, що береться до уваги.

Фазові фактори φ_s і φ_r є індивідуальними параметрами конкретного давача. Як наслідок інтерференції гармонік у наступних виразах з'являтимуться фазові фактори $\varphi_s \pm \varphi_{s'}$; $\varphi_r \pm \varphi_{r'}$ і $\varphi_s \pm \varphi_r$. Вони не впливають на спектральний склад відповідних функцій, а лише на величину амплітуди деякої еквівалентної гармоніки, тому, не втрачаючи загальності підходу, на початку аналізу їх можна прийняти довільними, наприклад, покласти $\varphi_s = \varphi_r = \pi$. Тоді спільна дія дефектів статора та ротора на величину повітряного проміжку описується виразом

$$\delta(\alpha, \zeta) = \delta_0 \left(1 - f^s(\alpha) - f^r(\alpha, \zeta) \right), \quad (18)$$

де

$$f^s(\alpha) = \sum_{s=1}^{v_s} \varepsilon_s \cos s\alpha; \quad (19)$$

$$f^r(\alpha, \zeta) = \sum_{r=1}^{v_r} \varepsilon_r \cos(r(\alpha - \zeta)). \quad (20)$$

МОДУЛЯЦІЙНА ФУНКЦІЯ МАГНІТНОЇ ПРОВІДНОСТІ ТА ЇЇ СПЕКТРАЛЬНИЙ СКЛАД

Питома провідність немагнітного проміжку об'єктно пропорційна величині $\delta(\alpha, \zeta)$, відтак порів-

нявши (2) та (18) отримаємо

$$f(\alpha, \zeta) = \frac{f^s(\alpha) + f^r(\alpha, \zeta)}{1 + f^s(\alpha) + f^r(\alpha, \zeta)}. \quad (21)$$

Узявши до уваги, що $|f^s(\alpha) + f^r(\alpha, \zeta)|_{\max} \ll 1$, із точністю до величин другого порядку запишемо

$$f(\alpha, \zeta) \approx F + F^2, \quad (22)$$

де

$$F = \sum_{s=1}^{v_s} (c_s) + \sum_{r=1}^{v_r} (c_r). \quad (23)$$

Тут під (c_s) і (c_r) слід розуміти відповідні члени тригонометричних рядів за (19) та (20).

З метою скорочення викладу, скориставшись властивостями (9 ÷ 11) згортка R , відразу обмежимо спектр гармонічного складу $f(\alpha, \zeta)$, визначивши гармоніки, які розглядатимемо далі.

Щодо функції F , то вона чинна при $s > 0$ і $r > 0$, що унеможливує варіанти $n = 0$ і $n = -2p$, а тому згідно з (10)

$$F \prec \varepsilon_{2p}^s \cdot \cos(2p\alpha) + \varepsilon_{2p}^r \cdot \cos(2p(\alpha - \zeta)). \quad (24)$$

Для визначення спектрального складу функції F^2 (із метою його подальшого обмеження) запишемо її як суму трьох складових $F^2 = F_1 + F_2 + F_3$, де

$$F_1 = \sum_{s=1}^{v_s} (c_s)^2 + \sum_{r=1}^{v_r} (c_r)^2; \quad (25)$$

$$F_2 = 2 \left(\sum_{s=1}^{v_s-1} (c_s) \sum_{s'=s+1}^{v_s} (c_{s'}) + \sum_{r=1}^{v_r-1} (c_r) \sum_{r'=r+1}^{v_r} (c_{r'}) \right); \quad (26)$$

$$F_3 = 2 \left(\sum_{s=1}^{v_s} (c_s) \times \sum_{r=1}^{v_r} (c_r) \right). \quad (27)$$

Членами ряду (25) є сума квадратів відповідних гармонічних складових статора та ротора, які можна представити (наприклад, для ротора) у вигляді

$$(c_r)^2 = \varepsilon_r^2 \cos^2 r(\alpha - \zeta) = 0,5 \varepsilon_r^2 (1 + \cos 2r(\alpha - \zeta)).$$

Оскільки постійні складові на фазову похибку не впливають, їх можна відкинути й узяти до уваги лише гармоніки $2r = 2s = 2p$, тому

$$F_1 \prec 0,5 (\varepsilon_p^s \cdot \cos(2p\alpha) + \varepsilon_p^r \cdot \cos(2p(\alpha - \zeta))). \quad (28)$$

Членами ряду (26) є взаємні добутки гармонік кожної зі структур сигнальної (s, s') та збудження (r, r'), номери яких не збігаються, що можна (наприклад, для статора) записати як

$$2(c_s)(c_{s'}) = \varepsilon_s \varepsilon_{s'} (\cos((s' - s)\alpha) + \cos((s' + s)\alpha)).$$

Оскільки $s' > s$, то можливі варіанти лише $n = s' \pm s = 2p$ і

$$F_2 \prec \sum_{s' \pm s = 2p} \varepsilon_s \varepsilon_{s'} \cos 2p\alpha + \sum_{r' \pm r = 2p} \varepsilon_r \varepsilon_{r'} \cos 2p(\alpha - \zeta). \quad (29)$$

Членами ряду (27) є взаємні добутки гармонік різних структур, які також можна записати у вигляді

$$2(c_s)(c_r) = \varepsilon_s \varepsilon_r (\cos((s - r)\alpha + r\zeta) + \cos((s + r)\alpha - r\zeta)).$$

Тут уже можливі три випадки

$$1) \quad s - r = 0, \quad \text{тоді} \quad F_{31} \prec \sum_{s=r=1}^{v_s=v_r} \varepsilon_s \varepsilon_r \cos r\zeta; \quad (30)$$

$$2) s \pm r = 2p, \text{ тоді } F_{32} \propto \sum_{s \pm r = 2p} \varepsilon_s \varepsilon_r \cos(2p\alpha + r\zeta); \quad (31)$$

$$3) s - r = -2p, \text{ тоді } F_{33} \propto \sum_{s - r = -2p} \varepsilon_s \varepsilon_r \cos(2p\alpha - r\zeta). \quad (32)$$

Таким чином спектр модуляційної функції за координатами α та ζ містить гармоніки $2p$ (за α), r (за ζ), а також їхні комбінації типу $2p\alpha \pm r\zeta$.

СПЕКТРАЛЬНИЙ СКЛАД АДИТИВНОЇ ПОХИБКИ

У наслідок дія згортка R (8) над ідентифікованим спектром гармонік, що беруться до уваги, отримаємо:

– функції F і F_l (при $k=0$ – для членів з індексом s і $k=2p$ – для членів з індексом r) спричинять за (10) появу е.р.с. похибки

$$\Delta e_1 = \frac{1}{2} \left(e^{jp\zeta} \left(\varepsilon_{2p}^s + \left(\varepsilon_p^s \right)^2 \right) + e^{-jp\zeta} \left(\varepsilon_{2p}^r + \left(\varepsilon_p^r \right)^2 \right) \right) e^{j\beta i}; \quad (33)$$

– функція F_2 при тих же умовах за (10) спричинить появу е.р.с.

$$\Delta e_2 = \frac{1}{2} \left(e^{jp\zeta} \sum_{s' \pm s = 2p} \varepsilon_s \varepsilon_{s'} + e^{-jp\zeta} \sum_{r' \pm r = 2p} \varepsilon_r \varepsilon_{r'} \right) e^{j\beta i}; \quad (34)$$

– функція F_{3l} при $s = r$ і $k = r$ за (9) спричинить появу членів

$$\Delta e_3 = e^{j(p\zeta - \beta i)} \sum_{s=r=1}^{v_s=v_r} \varepsilon_s \varepsilon_r \cos r\zeta; \quad (35)$$

– функція F_{32} при $s \pm r = 2p$ і $k = \mp r$ за (10) спричинить появу е.р.с.

$$\Delta e_4 = \frac{1}{2} e^{j(p\zeta + \beta i)} \left(\sum_{s-r=2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{jr\zeta} + \sum_{s+r=2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{-jr\zeta} \right); \quad (36)$$

– функція F_{33} при $s - r = -2p$ і $k = -r$ за (11) спричинить появу похибки

$$\Delta e_5 = \frac{1}{2} e^{j(p\zeta + \beta i)} \sum_{s-r=-2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{-jr\zeta}. \quad (37)$$

Побіжний аналіз спектрального складу е.р.с. похибки (33 ÷ 37) свідчить, що його складові можна класифікувати за трьома групами. Першу складають гармоніки хвильового пакета прямої послідовності (ХП ПП) за часовою координатою (із фазовими факторами $-\beta i$) та за координатою ζ (із фазовими факторами $p\zeta$). До неї належать лише члени ряду (35), який перепишемо як

$$\Delta e^{\wedge,+} = \hat{f}(\zeta) e^{j(p\zeta - \beta i)}, \quad (38)$$

де $\hat{f}(\zeta) = \sum_{s=r=v=1}^{v_s=v_r} \varepsilon_s \varepsilon_r \cos v\zeta$ – функція, що зумовлює

амплітудну модуляцію вихідної е.р.с. не змінюючи її фазового фактора.

Друга група гармонік формує хвильовий пакет зворотної послідовності (ХП ЗП) за часом та прямої за координатою ζ

$$\Delta e^{\wedge,+} = \hat{f}_1(\zeta) e^{j(p\zeta + \beta i)}, \quad (39)$$

$$\text{де } \hat{f}_1(\zeta) = 0,5 \left(\varepsilon_{2p}^s + \left(\varepsilon_p^s \right)^2 + \sum_{s' \pm s = 2p} \varepsilon_s \varepsilon_{s'} + \sum_{s-r=2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{jr\zeta} + \sum_{s+r=2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{-jr\zeta} + \sum_{s-r=-2p} \varepsilon_s \varepsilon_r e^{-jr\zeta} \right).$$

Третя група гармонік формує ХП ЗП як за часом так і за просторовою координатою

$$\Delta e^{\wedge,-} = \hat{f}_2(\zeta) e^{j(-p\zeta + \beta i)}, \quad (40)$$

$$\text{де } \hat{f}_2(\zeta) = 0,5 \left(\varepsilon_{2p}^r + \left(\varepsilon_p^r \right)^2 + \sum_{r' \pm r = 2p} \varepsilon_r \varepsilon_{r'} \right) = const.$$

Отже, у підсумку запишемо

$$\Delta e = \hat{f} e^{j(p\zeta - \beta i)} + \hat{f}_1 e^{j(p\zeta + \beta i)} + \hat{f}_2 e^{j(-p\zeta + \beta i)}. \quad (41)$$

АНАЛІЗ РЕЗУЛЬТАТІВ

Вплив технологічних похибок на сигнали каналу грубого відліку, який зі зрозумілих причин завжди виконують із $p=1$. Оскільки до сигналів цього каналу вимоги щодо точності набагато нижчі ніж до сигналів каналу точного відліку, а також узявши до уваги, що експериментальному визначенню надаються технологічні дефекти не вище третього порядку, можна обмежитись першими трьома гармоніками.

Покажемо, що (41) можна записати у вигляді суми двох хвильових пакетів прямого та зворотного. Для цього встановимо можливі комбінації чисел s і r , які при $p=1$ забезпечують чинність (34 ÷ 37):

а) оскільки $s' > s > 0$ ($r' > r > 0$), то при довільних s і r $s' + s \neq 2$ ($r' + r \neq 2$), а $s - s' = 2$ ($r - r' = 2$) лише за умови $s' = r' = 3$ і $s = r = 1$, тому (34) зводиться до

$$2e_2(p=1) = \varepsilon_1^s \varepsilon_3^s e^{j(\beta i + \zeta)} + \varepsilon_1^r \varepsilon_3^r e^{j(\beta i - \zeta)}; \quad (34')$$

б) вираз (35) чинний лише при $s = r = v$, тому

$$e_3(p=1) = e^{j(\zeta - \beta i)} \sum_{v=1}^3 \varepsilon_s \varepsilon_r \cos r\zeta; \quad (35')$$

в) $s - r = 2$ лише за умови $s = 3$ і $r = 1$, а $s + r = 2$ за умови $s = r = 1$, тому (36) зводиться до

$$2e_4(p=1) = \varepsilon_3^s \varepsilon_1^r e^{j(\beta i + 2\zeta)} + \varepsilon_1^s \varepsilon_3^r e^{j\beta i}; \quad (36')$$

г) $s - r = -2$ лише за умови $s = 1$ і $r = 3$, а тому

$$2e_5(p=1) = \varepsilon_1^s \varepsilon_3^r e^{j(\beta i - 2\zeta)}. \quad (37')$$

Покажемо, що всі члени зворотної послідовності в (34' ÷ 37') можна записати як $e_v \cdot \exp(j\beta)$, для цього випишемо амплітуди при фазових факторах ($\beta i \pm v\zeta$), які зведено в таблицю.

Порядок гармоніки	Амплітуда при фазовому факторі	
	ε_v^+ при $(\beta i + v\zeta)$	ε_v^- при $(\beta i - v\zeta)$
$v = 0$	$0,25 \varepsilon_1^s \varepsilon_1^r$ (за 36')	$0,25 \varepsilon_1^s \varepsilon_1^r$ (за 36')
$v = 1$	$0,5 \left(\varepsilon_2^s + \varepsilon_1^s \left(\varepsilon_1^s + \varepsilon_3^s \right) \right)$ за (33, 34')	$0,5 \left(\varepsilon_2^r + \varepsilon_1^r \left(\varepsilon_1^r + \varepsilon_3^r \right) \right)$ за (33, 34')
$v = 2$	$0,5 \varepsilon_3^s \varepsilon_1^r$ (за 36')	$0,5 \varepsilon_3^r \varepsilon_1^s$ (за 37')

Кожну з гармонік v можна представити як

$$\varepsilon_v^+ e^{j(\beta_i + v\zeta)} + \varepsilon_v^- e^{j(\beta_i - v\zeta)} = \varepsilon_v^\vee e^{j(\beta_i + \varphi_v)},$$

де $\varepsilon_v^\vee = \sqrt{2 \left((\varepsilon_v^+)^2 + (\varepsilon_v^-)^2 + \varepsilon_v^+ \varepsilon_v^- \cos 2\zeta \right)}$ – еквівалентна амплітуда v -тої гармоніки;

$$\varphi_v = \arctg \left(\left(\frac{\varepsilon_v^+ - \varepsilon_v^-}{\varepsilon_v^+ + \varepsilon_v^-} \right) \operatorname{tg} v\zeta \right) - \text{її фазовий фактор.}$$

Оскільки ε_v^+ і ε_v^- є цілковито симетричними відносно індексів s і r , то при виготовленні статора і ротора на одному і тому ж технологічному обладнанні без великої похибки можна покласти $\varepsilon_v^+ = \varepsilon_v^- = \varepsilon_v$ тоді $\varepsilon_v^\vee = 2\varepsilon_v \cos v\zeta$, а $\varphi_v = 0$, отже всі е.р.с. зворотної послідовності можемо записати як

$$\Delta e^\vee = \left(\sum_{v=0}^{\infty} \varepsilon_v^\vee \cos v\zeta \right) e^{j\beta_i} = f^\vee(\zeta) e^{j\beta_i}. \quad (42)$$

Сумарну е.р.с. похибки запишемо як

$$\Delta e = \hat{f}(\zeta) e^{j(\zeta - \beta_i)} + f^\vee(\zeta) e^{j\beta_i}, \quad (43)$$

або у полі дійсних чисел

$$\Delta e = \hat{f}(\zeta) \cos(\omega t + \zeta - \beta_i) + f^\vee(\zeta) \cos(\omega t + \beta_i), \quad (44)$$

$$\text{де } \hat{f}(\zeta) = \sum_{v=1}^{\infty} \varepsilon_v^2 \cos v\zeta; \quad f^\vee(\zeta) = \sum_{v=0}^{\infty} \varepsilon_v^\vee \cos v\zeta.$$

Вплив технологічних похибок на сигнали каналу точного відліку, який завжди виконують із якомога більшим числом p при заданому числі z_s (здебільше $p \geq 12$, наприклад, у давача типу ВТ100 $p = 16$).

Як показує практика, у сигналах точного відліку проявляються гармоніки не вищі четвертого порядку. Тому брати до уваги величини порядків $1/p^2$ було б некоректно, тим більше, що гармоніки огранення вище десятого порядку не надаються ідентифікації за експериментальними вимірами, отже (41) зводиться до

$$\Delta e_{\delta\hat{\alpha}} = \hat{\Delta e} = \hat{f}(\zeta) e^{j(p\zeta - \beta_i)}. \quad (45)$$

При застосуванні математичних методів визначення фазового фактора вихідного сигналу, нечутливими до його амплітуди, вважати Δe_{me} за систематичну похибку було б помилкою, адже її фазовий фактор збігається з фазовим фактором сигналу ідеального давача (6). Цим підтверджено відомий факт, що збільшення числа p усуває вплив технологічних факторів на фазу вихідного сигналу давача. Поряд із тим не слід забувати, що збільшення p спричиняє зростання методичної похибки в p^3 разів. Наприклад, для ВТ100 це в $16^3 \approx 4000$ разів, хоча насправді ця величина приблизно на порядок менша внаслідок різних технічних маневрувань (наприклад, взаємного скосу зубців статора й ротора).

Якщо ж метод ідентифікації фази сигналу чутливий до його амплітуди, то функція $f(\zeta)$ зумовить деяку систематичну похибку.

ВПЛИВ НЕКВАДРАТУРНОСТІ ДЖЕРЕЛА ЖИВЛЕННЯ

Нехай струм однієї із синусних обмоток системи збудження (наприклад, косинусної) не квадратурний щодо струму іншої обмотки на величини Δ_a за амплітудою та Δ_φ за фазою, тобто у відносних одиницях $I = (I + \Delta_a) \cos(\omega t + \Delta_\varphi)$. При цьому розбаланс струму буде $\Delta I = (I + \Delta_a) \cos(\omega t + \Delta_\varphi) - \cos \omega t$. Переважно порядок величин Δ_a та Δ_φ не перевищує 10^{-2} , тому, нехтуючи величинами четвертого порядку малості, можна записати

$$\Delta I = \Delta_a \cos \omega t - \Delta_\varphi \sin \omega t. \quad (46)$$

Взаємний зв'язок між технологічними, методичними та похибками, обумовленими неквадратурністю джерела живлення, можна не брати до уваги, прийнявши $f(\alpha, \zeta) \rightarrow 0$, $z_s = z_r \rightarrow \infty$, тоді струм ΔI , який протікає лише однією обмоткою збудження, у повітряному проміжку давача створить хвильову функцію

$$\Delta \Psi = (\Delta_a \cos \omega t - \Delta_\varphi \sin \omega t) \cdot \cos(p\alpha - \zeta). \quad (47)$$

Запишемо (47) у полі комплексних чисел як

$$\Delta \Psi = \Delta_a e^{j\omega t} \left(e^{-j(p(\alpha - \zeta) + \gamma)} + e^{j(p(\alpha - \zeta) + \gamma)} \right), \quad (48)$$

де $\Delta_a = \sqrt{\Delta_a^2 + \Delta_\varphi^2}$ – середньоквадратичний показник неквадратурності джерела; $\gamma = \arctg(\Delta_\varphi / \Delta_a)$.

Фазовим фактором γ (як величиною постійною для даного джерела) можна знехтувати у подальшому аналізі без утрати його загальності. Перший член у дужках (48) змінюється за тим же законом, що і хвильова функція ідеального давача при ідеальній квадратурності, а тому він не може спричинити фазову похибку.

Другий член у дужках (48) описує хвильову функцію, яка розповсюджується у зворотному напрямку до основної, а тому зумовлює за (7) виникнення в сигнальних обмотках е.р.с. похибки

$$\Delta e_i = \frac{\Delta}{\pi} \oint \cos(p\alpha - \beta_i) e^{jp(\alpha - \zeta)} d\alpha = \Delta e^{-j(p\zeta - \beta_i)}, \quad (49)$$

унаслідок чого вихідна е.р.с. сигнальної обмотки становитиме

$$e_i = (1 + \Delta_a) e^{j(p\zeta - \beta_i)} + \Delta_a e^{-j(p\zeta - \beta_i)}, \quad (50)$$

або у полі дійсних чисел

$$e_i = (1 + \Delta_a) \cos(\tau + p\zeta - \beta_i) + \Delta_a \cos(\tau - p\zeta + \beta_i), \quad (50')$$

де $\tau = \omega t$.

МЕТОДИ КОМПЕНСАЦІЇ ТЕХНОЛОГІЧНИХ ПОХИБОК

Як показано, технологічні похибки виготовлення зумовлюють виникнення ХП ЗП і не впливають на фазову швидкість ХП ПП, спричиняючи деяку девіацію його амплітуди, тому уникнення їхнього впливу повинно базуватися на вирізненні ХП ПП. Це легко здійснити, якщо сигнальна обмотка давача є збалансованою m -фазною симетричною структурою відносно величина фазної е.р.с. якої (5) з урахуванням (44) і (50) у полі дійсних чисел записується як

$$e_i = \left(1 + \hat{f}(\zeta) \right) \cos(\tau + p\zeta - \beta_i) + f^\vee(\zeta) \cos(\tau + \beta_i). \quad (51)$$

У (51) функції модуляції $f(\zeta)$ враховують і похибку джерела живлення $\Delta\delta$.

Записані (в аналоговому чи дискретному форматі) величини (51) піддамо дії операторів зміщення

$$D_i = \exp\left(\beta i \frac{d}{d\tau}\right) \quad (7), \text{ а результат усереднимо, тоді}$$

$$E = \frac{1}{m} \sum_{i=0}^{m-1} D_i \times e_i = \left(1 + f(\zeta)\right) \cos(\tau + p\zeta), \quad (52)$$

тобто члени, обумовлені ХП ЗП, взаємно анулюються.

На практиці система сигнальних обмоток не може бути ідеально симетричною. Кутове розбалансування фаз $\Delta\alpha_i$ становить величину порядку $3 \cdot 10^{-3}$, тобто близько 10 кут. мін. У такому разі ХП ЗП зумовлює похибку ΔE (наприклад, при $m=3$) порядку

$$\Delta E = \frac{1}{3} (\Delta\alpha_1 + \Delta\alpha_2) f(\zeta) \cos(\tau + p\zeta), \quad (53)$$

тобто вона зменшиться, щонайменше на три порядки.

Якщо ж при юстуванні давача визначити величини

$\Delta\alpha_i$, то при дії операторів $D_i = \exp\left(\beta i + \Delta\alpha_i\right) \frac{d}{d\tau}$ за (53) похибка від ХП ЗП буде анульованою.

Підавши (52) чисельному гармонічному аналізу за τ , визначимо відомими методами амплітуди синусної і косинусної складових $E_{I\sin}$ та $E_{I\cos}$ першої гармоніки, внаслідок чого отримаємо фазу ХП ПП, яка відповідає кутовому положенню ротора ζ

$$p\zeta = \arctg \frac{E_{I\sin}}{E_{I\cos}}. \quad (54)$$

Ця процедура не чутлива до амплітуди ХП, тому що його фаза збігається з фазою першої гармоніки. Ще краще піддати (52) дії колового згортка по деякій функції $U \cdot \cos(\tau - \xi)$, що визначить функцію

$$E_1 = \frac{1}{2\pi} \oint E(\tau, \zeta) \cos(\tau - \xi) d\tau = \left(1 + f(\zeta)\right) \cos(\xi + p\zeta),$$

до якої потім застосовується процедура (54).

Альтернативою до описаних методів є застосування операцій колового згортання e_i (51) за функціями $\cos(\tau - \xi - \beta i)$, тобто

$$\begin{aligned} E_i(\xi) &= \frac{1}{2\pi} \oint e_i \cos(\tau - \xi - \beta i) d\tau = \\ &= \left(1 + f(\zeta)\right) \cos(\xi + p\zeta - \beta i) + f(\zeta) \cos(\xi + 2\beta i). \end{aligned} \quad (55)$$

Усереднивши (55) за всіма фазами, отримаємо (52).

Звісно, кожен із цих методів потребує різного часу на процесорну обробку вихідних сигналів. Але, якщо виходити з вимоги інтервалу оновлення інформації на рівні $\Delta t = 1$ мс, то, навіть при 32 вимірах за період у трьох фазах, вони при можливостях сучасної мікропроцесорної техніки реалізуються при частотах живлення давача на рівні $2 \div 3$ кГц. Операції згортки (55) є свого роду специфічними фазовими фільтрами, які водночас усувають похибки аналого-цифрового перетворення вихідних сигналів, є нечутливими до амплітуди оброблюваних сигналів і усувають випадкові величини типу "білий шум".

ВИСНОВКИ

Технологічні похибки виготовлення певного рівня (який відповідає своєму часу) завжди були, є й будуть, і завдання розробника кут-вимірювальних систем полягає не в підвищенні вимог до точності виготовлення первинного давача, його джерела живлення або в дослідженні впливу конкретного фактора на похибку (як показано, впливають певні комбінації факторів), – а у тому, щоб при наявних похибках виготовлення вирізнити інформацію про кутове положення ротора, яка найбільш точно закодована у фазі пакета прямої послідовності.

Забезпечити точність вимірювання кута на рівні часток кут. сек. можливо лише за рахунок застосування відповідних математичних методів обробки вихідних сигналів давача. Ці методи дуже спрощуються при наявності m -фазної симетричної сигнальної обмотки (до якої неповна 4-х фазна, тобто 2-х фазна, які зараз застосовуються, не належать).

Запропоновані методи обробки вихідних сигналів нівелюють метрологічні переваги 2-х каналних кут-вимірювальних систем і дають можливість їхнього здешевлення.

Застосований тут підхід мало чим відрізняється від тих, що використовували попередники [3÷6], але їм не вистачило настирливості, а може інтуїтивного передбачення необхідності перегрупування отриманого спектра гармонік у відповідні хвильові пакети, на що наштовхнула квантово-механічна інтерпретація процесів перетворення інформації.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу. (Частина 1) //Електротехніка і електромеханіка. – 2002, № 2. – С. 80 –85.
- [2] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу. (Частина 2) //Електротехніка і електромеханіка. – 2003, № 2. – С.
- [3] Ахмеджанов А.А. Системы передачи угла повышенной точности. –М.: Энергия, 1966. – 272 с.
- [4] Хрушов В.В. Электрические микромашины ... для устройств автоматики. –Л.: Энергия, 1969. – 288 с.
- [5] Зверев А.Е., Максимов В.П., Мясников В.А. Преобразователи угловых перемещений. –Л.:Энергия, 1969. –288 с.
- [6] Высокоточные преобразователи угловых перемещений. Под общ. ред. А.А. Ахмеджанова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 128 с.
- [7] Fermi E. Notes on Quantum Mechanics. Рус. пер. Квантовая механика. – М.: Мир, 1965. – 367 с.

Надійшла 20.04.2003

УСОВЕРШЕНСТВОВАНИЕ КОНСТРУКЦИИ ДВУХСТАДИЙНОГО СЕПАРАТОРА С Ш-ОБРАЗНОЙ МАГНИТНОЙ СИСТЕМОЙ И ДИСКОВЫМ РАЗГРУЖАЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

Загирняк М.В., д.т.н., проф.

Кременчугский государственный политехнический университет

Украина, 39614, Кременчуг, ул.Первомайская, 20, КГПУ

тел. (05366) 3-62-18, E-mail: mzagim@polytech.poltava.ua

Усатюк В.М., к.т.н., доц.

Восточноукраинский национальный университет имени В.Даля

Украина, 91034, Луганск, кв.Молодежный, 20А, ВНУ, кафедра электромеханики

тел. (0642) 41-80-02, E-mail: usatyuk@snu.edu.ua

Розглянуто технічні рішення, яке дозволяє підвищити техніко-економічні показники двох стадійних сепараторів з Ш-подібною магнітною системою та дисковим розвантажувальним пристроєм. Виконана експериментальна перевірка запропонованого рішення на фізичних моделях.

Рассмотрено техническое решение, позволяющее повысить технико-экономические показатели двухстадийных сепараторов с Ш-образной магнитной системой и дисковым разгружающим устройством. Выполнена экспериментальная проверка предложенного решения на физических моделях.

ВВЕДЕНИЕ

Особенностью большинства конструкции подвесных электромагнитных сепараторов с Ш-образной магнитной системой, обеспечивающих двухстадийное сепарирование материала (двойную пересистку) является наличие разгружающего устройства с рабочим органом в виде некоего тела вращения (диск, кювета с кольцевой впадиной и т.п.). Причем независимо от конкретной конструкции разгружающего устройства, все они обладают конструктивным и технологическим недостатками, связанными с конструкцией этого дискового разгружающего устройства. Технологический недостаток заключается в том, что разгрузка извлеченной фракции происходит по обе стороны от сепаратора, что, в свою очередь, приводит к увеличению габаритов и усложнению конструкции вспомогательного оборудования. Помимо этого, в результате расчета и проектирования целого ряда электромагнитных сепараторов подобной конструкции, было установлено, что в большинстве случаев необходимость обеспечения, задаваемого из условий процесса сепарации, расстояния выноса извлеченной фракции $h_{вын}$ от кромки полюсных наконечников (рис. 1,а) приводит к дополнительному увеличению (свыше необходимого для размещения намагничивающей обмотки) расстояния между рабочими зазорами. Это приводит к снижению технико-экономических показателей проектируемых сепараторов, ввиду непроизводительного увеличения линейных (вдоль направления движения сепарируемого материала) размеров магнитопровода и вызываемыми этим дополнительными потоками рассеивания и потерями в стали магнитопровода. На рис. 1,а видно, что расчетный внешний диаметр намагничивающей обмотки 2, значительно меньше диаметра рабочего органа разгружающего устройства 3, что обуславливает увеличение размера L_2 магнитопровода 1. Целью работы был поиск технического решения,

позволяющего одновременно уменьшить габариты сепараторов и обеспечить качественную разгрузку извлеченной фракции в один приемный бункер (по одну сторону от сепаратора), а также экспериментальная проверка эффективности такого решения.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ

Для устранения этих недостатков авторами была предложена, защищенная авторским свидетельством [1], конструкция подвесного электромагнитного сепаратора для вторичной переработки металлов с Ш-образной магнитной системой и дисковым разгружающим устройством, в которой ось вращения рабочего органа разгружающего устройства (кюветы) смещена от оси магнитной системы сепаратора на расстояние Δ в направлении, перпендикулярном к направлению движения сепарируемого материала (рис. 1,б). Это обуславливает асимметрию сепаратора и появление зоны проноса извлеченных тел, вместо одной из зон разгрузки (в направлении противоположном эксцентриситету). Сепаратор предложенной конструкции работает следующим образом. Пусть сепарируемый материал движется слева на право (см. рис. 1,б) и кювета вращается по часовой стрелке. При этом тела, извлеченные в первой (по направлению движения сепарируемого материала) рабочей зоне под действием магнитного поля прижимаются к кювете и вместе с ней выносятся (в направлении ее вращения) из рабочей зоны, но не разгружаются ввиду высокой интенсивности магнитного поля, достаточной для их удержания, вблизи полюсного наконечника (зона проноса). Далее они проносятся кюветой через вторую рабочую зону и разгружаются только в зоне разгрузки, при достижении достаточного удаления от полюсных наконечников. Тела, извлеченные во второй рабочей зоне, сразу выносятся в зону разгрузки и разгружаются. В результате при введении эксцентриситета Δ удается обеспечить разгрузку извлеченной

фракции из обеих рабочих зон в один приемный бункер (исключение технологического недостатка). При этом диаметр рабочего органа разгружающего устройства сепаратора новой конструкции меньше при обеспечении аналогичного (технологически необходимого) расстояния выноса извлеченных тел $h_{вын}$ в зоне разгрузки

$$d_{po} = B_{л} + 2h_{вын};$$

$$d'_{po} = B_{л} + h_{вын} + h_{пр} = d_{po} - 2\Delta,$$

где d_{po} и d'_{po} – диаметр средней линии межполюсных рабочих зазоров для старой и новой конструкции сепаратора, соответственно; $B_{л}$ – ширина рабочей зоны сепаратора (ширина ленты питателя); $h_{вын}$ и $h_{пр}$ – расстояния выноса и проноса извлеченных тел от кромки полюсного наконечника, соответственно; Δ – введенный эксцентриситет.

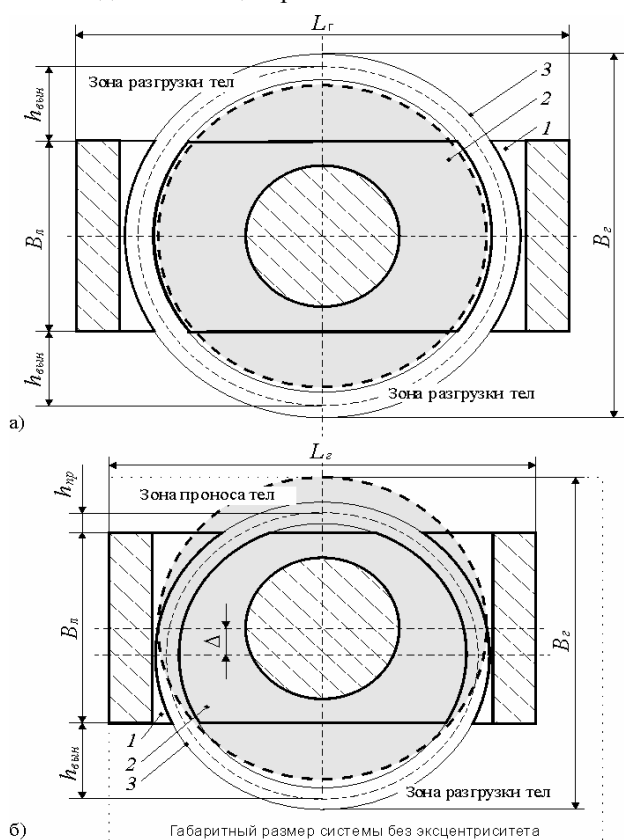


Рис.1. Конструкция и габариты Ш-образной магнитной системы (МС) сепаратора (без полюсных наконечников)
а – МС с двумя зонами разгрузки; б – МС с эксцентриситетом
1 – Ш-образный магнитопровод; 2 – намагничивающая обмотка; 3 – профиль разгружающей кюветы

Размеры магнитопровода сепаратора новой конструкции определяются лишь размерами намагничивающей обмотки. Таким образом, за счет введения эксцентриситета удастся устранить влияние величины расстояния необходимого технологического выноса извлеченных тел на размеры проектируемой магнитной системы и делает возможным создание более эффективных подвесных электромагнитных сепараторов с Ш-образной магнитной системой. Однако, введение эксцентриситета приводит к асимметричности рабо-

чей зоны сепаратора и ухудшению условий сепарации со стороны проноса извлеченных тел. Для проверки эффективности данного технического решения с точки зрения обеспечения процесса сепарации была проведена экспериментальная проверка на физической модели.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА

Для проведения экспериментальных исследований была изготовлена физическая модель (масштаб 1:5) магнитной системы сепаратора новой конструкции на ширину ленты 400 мм. Намагничивающая катушка физической модели изготавливалась без каркаса путем намотки на оправку из провода марки ПЭВ-2 и изолировалась киперной лентой с пропиткой лаком и последующим запеканием.

Детали магнитопровода изготавливались из мягкой отожженной стали, близкой по магнитным свойствам литейной стали 15Л. Поверхности взаимного прилегания деталей магнитопровода выполнялись с высокой степенью точности и чистоты для обеспечения минимальных зазоров.

В ходе экспериментальной проверки производилось измерение распределения индукции магнитного поля по длине рабочего зазора над его серединой на заданной глубине извлечения.

Измерение индукции магнитного поля проводилось теслаамперметром типа Ф4354/1 с датчиком Холла. Позиционирование и фиксация положения измерительного зонда (датчика) параллельно образующей центрального полюсного наконечника осуществлялась при помощи шаблона из немагнитного материала. Исследованная физическая модель сепаратора типа Ш400 и приборное оборудование показаны на рис.2.

Полученные результаты распределения индукции магнитного поля по длине рабочего зазора над его серединой на заданной глубине извлечения в средненасыщенном (расчетном) режиме нагрузки стали, приведены в табл.1 и показаны на рис.3. (сплошная линия) На рис.3. также показан профиль рабочего зазора сепаратора при наличии эксцентриситета и сечения, в которых производились измерения.

Таблица 1

Результаты измерения распределения индукции магнитного поля вдоль рабочего зазора над его серединой на расстоянии 6 мм

№ точки	Значение B_{δ} , Т	
	плоский край полюса	полюс с утолщением
1	0,34	0,34
2	0,375	0,375
3	0,375	0,375
4	0,380	0,380
5	0,385	0,385
6	0,380	0,380
7	0,370	0,373
8	0,330	0,360
9	0,300	0,325

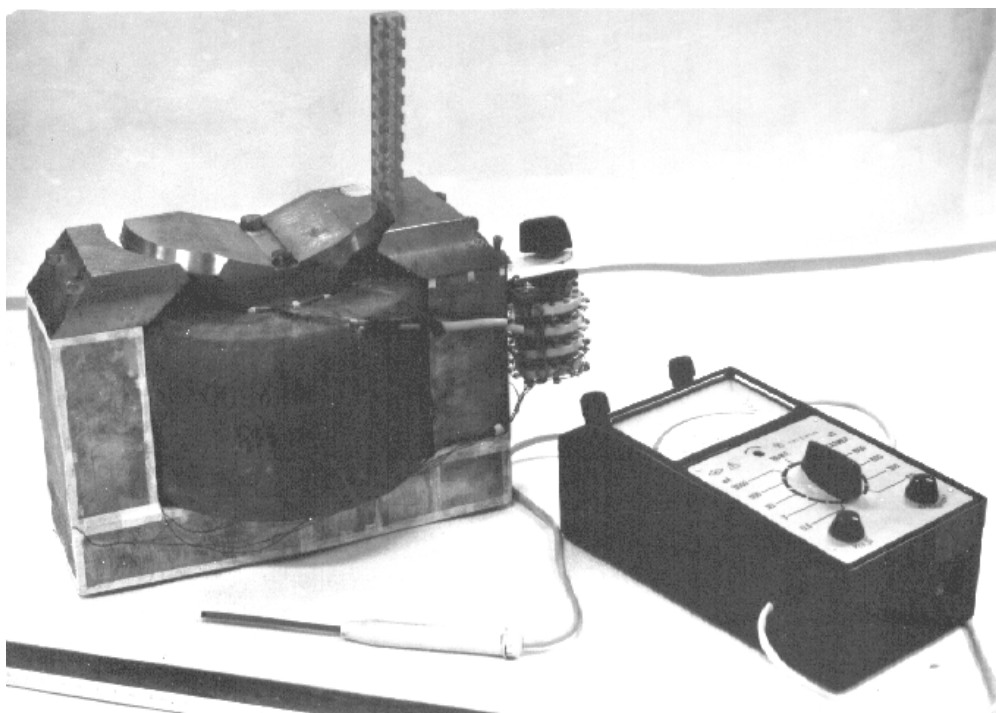


Рис.2. Физическая модель МС подвешеного электромагнитного сепаратора типа Ш400 (М 1:5)

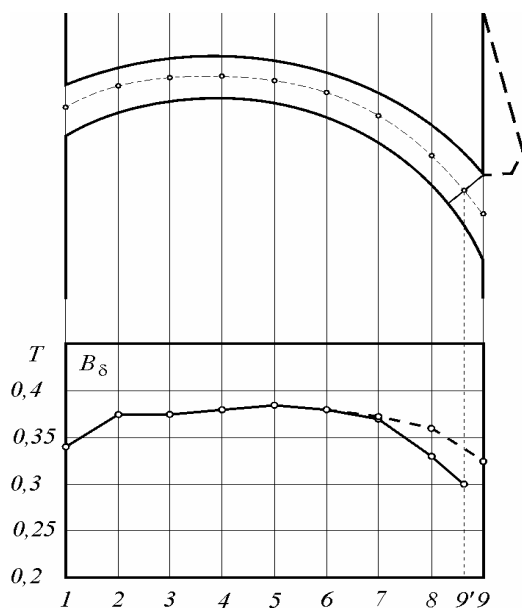


Рис.3. Распределение индукции магнитного поля вдоль рабочего зазора на глубине извлечения

В ходе эксперимента было установлено, что физическая модель сепаратора обеспечивает создание в рабочем зазоре магнитного поля с расчетным значением индукции над его серединой на глубине извлечения в среднем сечении рабочей зоны (точки 3...6). На краю рабочего зазора со стороны зоны разгрузки наблюдается допустимое снижение интенсивности поля. Однако, на краю рабочего зазора со стороны зоны проноса снижение интенсивности поля больше допустимого. Это связано с тем, что ввиду наличия асимметрии часть полюсного наконечника центрального полюса не участвует в формировании потока в рабочей зоне, а ответная часть полюсного наконечника бокового полюса насыщена.

Для проверки устранимости этого отрицательно проявляющегося эксцентриситета были изготовлены полюсные наконечники бокового полюса с утолщением со стороны зоны проноса (см. рис.3, штриховая линия) и проведен цикл повторных измерений распределения индукции магнитного поля вдоль рабочего зазора. Результаты приведены в табл.1 и показаны на рис.3. (штриховая линия).

Как видно, использование полюсных наконечников бокового полюса с утолщением является эффективным и позволяет увеличить интенсивности поля на краю рабочей зоны сепаратора при том же значении намагничивающей силы.

ВЫВОДЫ

Предложена, защищенная авторским свидетельством, конструкция подвешеного электромагнитного сепаратора для вторичной переработки металлов с Ш-образной магнитной системой и дисковым разгружающим устройством. В ней ось вращения рабочего органа разгружающего устройства (кюветы) смещена от оси магнитной системы сепаратора в направлении, перпендикулярном к направлению движения сепарируемого материала. Это позволяет производить разгрузку в один приемный бункер, а также, при обеспечении (технологически необходимого) минимального расстояния выноса извлеченных тел в зоне разгрузки, уменьшить диаметр рабочего органа разгружающего устройства и размеры магнитопровода сепаратора.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] А.с. 1801593 СССР, В 03 С 1/16. Подвешенный электромагнитный сепаратор / М.В.Загирняк, В.М.Усатюк, и др. (СССР). – 4883040/03; Заявлено 20.11.90; Опубл. 15.03.93. Бюл. № 10. – 2 с.

Поступила 24.07.2003

НЕКОТОРЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ РЕШЕНИЯ ДЛЯ КОНТАКТНЫХ ПРУЖИН И ОБОЛОЧЕК РЕЛЕ

Зекцер Д.М., к.т.н., действительный член Инженерной Академии Украины
ООО ЭНТ, Украина, 61002, Харьков, ул. Сумская, 68, тел./факс (0572) 14-02-35

Наведено порівняльний аналіз механічних характеристик струнних та плоских пружин з контактами, їх вплив на масо-габаритні показники реле. Розглянуто питання розрахунку лінзових оболонок, які покращують експлуатаційні властивості реле.

Приведен сравнительный анализ механических характеристик струнных и плоских пружин с контактами, их влияние на массо-габаритные показатели реле. Рассмотрены вопросы расчета линзовых оболочек, улучшающих эксплуатационные свойства реле.

В настоящее время ведущие мировые релейные фирмы выпускают, в основном, струнные электромагнитные реле, имеющие проволочные контактные пружины вместо плоских контактодержателей. Подвижная контактная пружина реле изготавливается из нейзильберовой проволоки диаметром 0,58 мм и запрессовывается в пакеты из пластмассы.

Лаборатория Белл совместно с фирмой Вестерн Электрик К° разработали плоские реле типа AF, AK, AG, японская фирма ОКИ выпустила реле WA, WK, WJ, WG, WM, а немецкая фирма СЭЛ: BB, BC, BD, BE (рис.1) – все струнного типа.

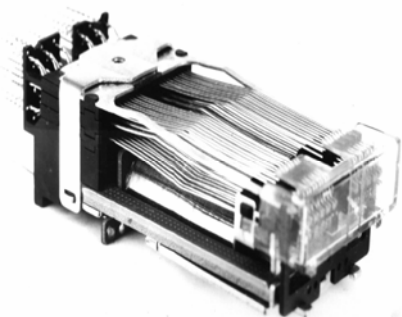


Рис. 1

В отличие от релейных заводов СНГ, которые выпускают только реле с плоскими контактными пружинами, иностранные фирмы выбрали конструктивное решение с проволочными контактными пружинами из-за ряда существенных преимуществ:

- все проволочные контактные пружины выполнены из калиброванной проволоки и поэтому все контактные группы реле имеют одинаковые механические характеристики. Плоские контактные пружины штампуются из листа или ленты и поэтому их толщина разная, что влияет на контактное нажатие или давление, на необходимую МДС срабатывания;
- диаметр контактной проволочной пружины в несколько раз меньше ширины соответствующей плоской пружины. В связи с этим количество контактных групп у струнных реле доходит до шестидесяти;
- увеличение количества контактных групп, расположенных на реле, позволяет уменьшить высоту реле и этим решить вопрос о применении реле для печатных плат;
- одна плоская пружина заменена двумя параллельно расположенными проволоками с контактами на конце и поэтому не дают вибрации, так как для обрыва

электрической цепи оба контакта пары должны разомкнуться одновременно.

С целью удобства анализа практических преимуществ струнных реле и определения их размеров, в табл. 1 приведены основные расчетные соотношения [1] для контактных групп с плоскими и круглыми пружинами.

Таблица 1

Наименование характеристики	для плоской пружины	для круглой пружины
Максимальный прогиб, мм	$y_i = \frac{2}{3} \cdot \frac{l^2}{h} \cdot \frac{K_d}{E}$	$y_i = 0,667 \cdot \frac{l^2 \cdot K_d}{d \cdot E}$
Толщина / диаметр пружины, мм	$h = \frac{2}{3} \cdot \frac{l^2 \cdot K_d}{E \cdot y}$	$d = 0,667 \cdot \frac{l^2 \cdot K_d}{y \cdot E}$
Наибольшая допустимая нагрузка, Г	$F_i = \frac{b \cdot h^2}{6 \cdot l} \cdot K_d$	$F_i = \frac{\pi \cdot d^3}{32 \cdot l} \cdot K_d$

В этой таблице обозначено: E – модуль упругости, кг/мм²; d – диаметр пружины, h – толщина пружины, l – расстояние точки приложения силы от места крепления пружины; b – ширина пружины; K_d – допустимое напряжение на изгиб, кг/мм².

Например, в случае замены плоских контактных пружин с шириной 3,5 мм и толщиной 0,5 мм, длиной 61 мм, выполненной из нейзильбера марки МНЦ15-20, имеющей $E=12000$ кг/мм², $K_d=15$ кг/мм² струнной пружины при условии сохранения большего допустимого изгиба 6,23 мм, обеспечивающего перекрытие воздушного зазора или раствора контактов, их контактного нажатия и совместного хода или провала, диаметр проволоки будет определяться формулой:

$$d = 0,667 \cdot \frac{l^2 \cdot K_d}{y_i \cdot E} = \frac{0,667 \cdot 61^2 \cdot 15}{6,23 \cdot 12000} = 0,58 \text{ мм}$$

Следовательно, контактная проволока занимает в 7 раз меньше места по сравнению с плоской контактной пружиной при условии обеспечения всех тех же механических характеристик. Увеличение толщины плоской пружины с целью уменьшения ширины этой пружины, не уменьшая момент сопротивления прямоугольного сечения:

$$W_Z = b \cdot h^2 / 6$$

приводит к уменьшению допустимого максимального прогиба плоской пружины и, следовательно, снижению

всех механических характеристик контактной группы и даже к замыканию контактов.

На рис. 2 приведено фото опытного образца первого отечественного струнного реле, у которого струны выполнены из нейзильбера МНЦ15-20, а контакты приварены лазерной сваркой.

В настоящее время практически все реле выполняются с прозрачной оболочкой или футляром с целью защиты контактных групп от механических повреждений, разрегулировки, попадания инородных тел и пыли в зазор или раствор между контактами при транспортировке между цехами завода или до заказчика.

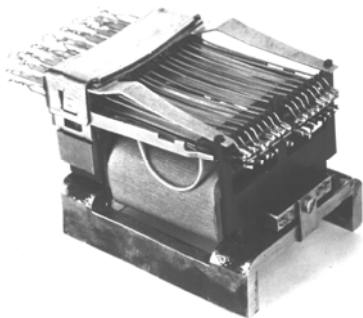


Рис. 2

Часто оболочка закрывает только контактный набор, что предотвращает попадание испаряющихся органических веществ пропитанной обмотки реле между контактами.

Для облегчения и ускорения эксплуатации реле целесообразно увеличить видимость состояния контактов и зазора или раствора между ними, а также совместный ход или провал между контактами. Обычно зазор между контактами – 0,3-1,8 мм, а совместный ход – 0,2-1,2 мм.

Для этого поверхность оболочки, расположенной против контактов делают в виде собирающей плосковыпуклой линзы. Внутреннюю поверхность линзы можно рассматривать как сферическую поверхность бесконечно большого радиуса.

Приведем графическое пояснение работы такой линзы (рис. 3). Расстояние от оптического центра линзы «O» до места размещения контактной группы, которая располагается между фокусом и линзой, обозначено через «a». Расстояние от этого центра до мнимого, прямого и увеличенного изображения контактной группы через «a'».

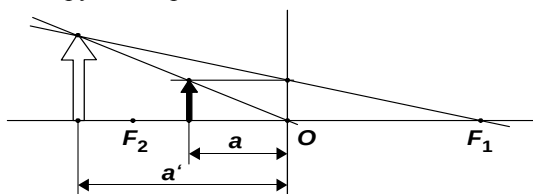


Рис. 3

Очевидно, линейное увеличение определяется формулой: $\gamma = a' / a$.

Обычно размеры контактной группы определяют размер линзы, которая не должна увеличивать габариты реле и не препятствовать установке следующего ряда контактных групп, если контактные группы реле расположены в несколько этажей (рис. 4).

Известно, что фокусное расстояние определяется выражением [2]:

$$F = \frac{1}{(n-1) \cdot (1/r_1 + 1/r_2)},$$

где n – показатель преломления вещества линзы (1,35-1,71); r_1 и r_2 – радиусы линзы. В нашем случае $r_2 = \infty$, поэтому $F = r_1 / (n-1)$.

Материал линзы должен быть прозрачным с самозатухающими свойствами. Этим требованиям особенно удовлетворяет трудновоспламеняемый ацетилцеллюлозный этрол марки АЦЭ-4ЭТВ.

Обычно для оболочек реле используют целлюлозу, коэффициент преломления которой равен 1,54, в этом случае зависимость радиуса линзы от фокусного расстояния существенно упрощается – $r_1 = 0,54 \cdot F$.

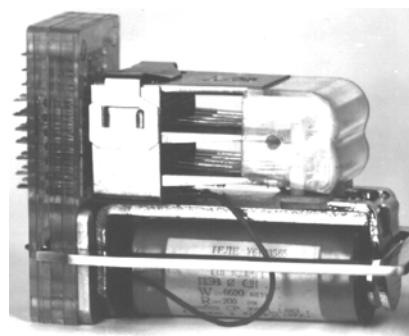


Рис. 4

Фокусное расстояние может быть определено из выражения [3], которое обычно используется для инженерных расчетов:

$$\gamma = D / F + 1 - l / F,$$

откуда

$$F = (D - l) / (\gamma - 1),$$

где l – расстояние от глаза наблюдателя до линзы (обычно 200 - 240 мм); D – расстояние наилучшего видения от глаза наблюдателя до изображения (обычно 250 мм при хорошем освещении и нормальном глазе); γ – увеличение линзы (в большинстве случаев задается $\gamma = 2$).

Следовательно: $F = D - l = 250 - 220 = 30$ мм; $r_1 = 0,54 \cdot 30 = 16,2$ мм

Однако коэффициент преломления обычно меньше табличной величины, указанной для данного материала, из-за влияния технологического процесса изготовления линзы, особенно температуры, а также допусков и отклонений от идеальной формы сегмента. Практически получается: $r_1 = 0,35 \cdot 30 \approx 10$ мм

Поэтому крепление оболочки, выполненной в виде линзы, иногда регулируют, для чего стойка крепления оболочки имеет ряд отверстий.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Витенберг М.И. Расчет электромагнитных реле. – М.: Энергия, 1966. – 723 с.
- [2] Мальцев М.Д., Каракунина Г.А. Прикладная оптика и оптические измерения. – М.: Машиностроение, 1968. – 471с.
- [3] Сперанская Г.А., Тарутин Л.И. Оптические свойства полимеров. – Л.: Химия, 1976. – 136 с.

Поступила 06.05.2003

КОМБИНИРОВАННЫЕ ПОСТОЯННЫЕ МАГНИТЫ: РАСШИРЕНИЕ КЛАССИФИКАЦИИ ПОСТОЯННЫХ МАГНИТОВ

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

Комбіновані магніти, які зібрані з магнітів різного типу, розглядаються як новий клас постійних магнітів, властивості яких визначаються як властивостями вхідних у них магнітів і їхнім об'ємним змістом, так і схемою зборки. Описані експериментально установлені властивості комбінованого магніту Sm-Co/ Nd-Fe-B / Sm-Co, який виготовлений з магнітних матеріалів одного класу і комбінованого магніту Nd-Fe-B/ Al-Ni-Co-Fe/ Nd-Fe-B, який виготовлений з магнітних матеріалів різних класів. Зроблено висновок про перспективність теоретичного й експериментального вивчення комбінованих магнітів з метою їхнього практичного застосування.

Комбинированные магниты, собранные из магнитов разного типа, рассматриваются как новый класс постоянных магнитов, свойства которых определяются как свойствами входящих в них магнитов и их объёмным содержанием, так и схемой сборки. Описаны экспериментально установленные свойства комбинированного магнита Sm-Co/ Nd-Fe-B / Sm-Co, изготовленного из магнитных материалов одного класса и комбинированного магнита Nd-Fe-B/ Al-Ni-Co-Fe/ Nd-Fe-B, изготовленного из магнитных материалов разных классов. Сделан вывод о перспективности теоретического и экспериментального изучения комбинированных магнитов с целью их практического применения.

При рассмотрении постоянных магнитов как изделий различают однородные магниты, изготовленные из какого-либо одного магнитотвёрдого материала, и композиционные магниты, изготовленные из порошка магнитотвёрдого материала и немагнитной связки [1,2]. Между тем, классификация магнитов должна быть расширена добавлением нового класса магнитов: комбинированных магнитов. Предпосылкой к этому является появление новых сведений о свойствах магнитов, собранных из магнитотвёрдых материалов разных типов [3-6]. Комбинированным магнитом мы называем магнит, собранный из магнитов разного типа.

Цель публикации – рассмотреть возможные свойства комбинированных магнитов и привлечь внимание исследователей и разработчиков аппаратуры к новому классу постоянных магнитов.

Некоторые возможные схемы сборки комбинированных магнитов в форме диска или призмы с осевым направлением намагничивания или в форме кольца с радиальным направлением намагничивания показаны на рис.1 (для простоты рассматриваются только двухполюсные комбинированные магниты и выполненные с использованием только двух типов магнитов).

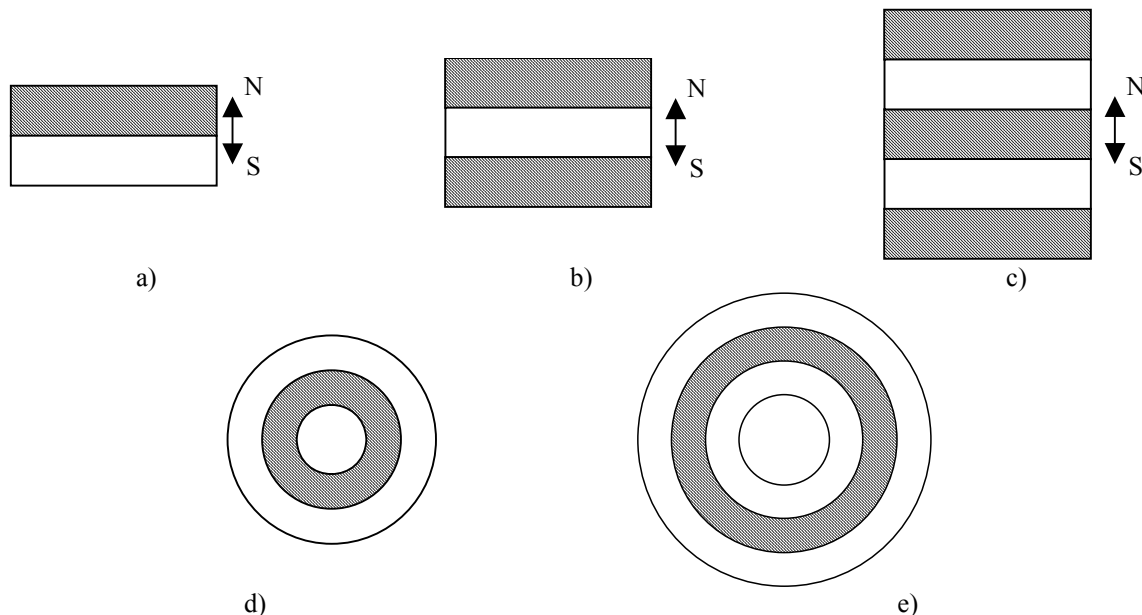


Рис.1. Некоторые возможные схемы сборки комбинированных магнитов: а-д) с осевым направлением намагничивания; е, ф) с радиальным направлением намагничивания.

В табл.1, построенной по данным справочных литературных изданий [1,2], приведены основные магнитные свойства и ориентировочная цена постоянных магнитов наиболее распространённых марок.

Для сравнимости значения характеристик магнитов приведены в относительных единицах (за единицу той или иной величины взято её значение, характерное для магнита Nd-Fe-B).

Магнитные свойства и цена некоторых типов магнитов разных классов
(в относительных единицах, ориентировочно)

Класс	Тип	B_r	$H_{св}$	$H_{см}$	W	T_e	C
Редко-земельные	Nd-Fe-B	1,0...1,2	0,9...1,0	2	2,2...2,5	1...1,5	0,5...1
	Sm-Co	0,8...0,9	0,7...0,8	1,6...1,9	1,1...1,3	2...3	2
Сплавы системы Al-Ni-Co-Fe	ЮН14ДК24	1,2	0,06	0,06	0,18	5	0,5...1
	ЮН14ДК25А	1,4	0,07	0,07	0,28	5	0,7...1
	ЮНДК35Т5БА	1,0	0,14	0,14	0,36	5	1
Ферриты	Бариевый	0,3	0,25	0,38	0,08	2	0,03...0,05
	Стронциевый	0,4	0,24	0,25	0,12	2	0,05...0,1
	Кобальтовый	0,2	0,16	0,17	0,06	2	0,05...0,1
	Редкоземельный	0,4	0,18	0,18	0,12	2	0,1...0,2

Примечание:

B_r -остаточная индукция по измерению в зазоре (1 отн. ед. B_r равна 1 Тл),

$H_{св}$ -коэрцитивная сила по индукции (1 отн. ед. $H_{св}$ равна 800 кА/м),

$H_{см}$ -коэрцитивная сила по намагниченности (1 отн. ед. $H_{см}$ равна 800 кА/м),

W -максим. энергетическое произведение (1 отн. ед. W равна 100 кДж/м³),

T_e -верхний предел рабочей температуры (1 отн. ед. T_e равна 100 °С),

C -цена (1 отн. ед. цены равна 100 долл. США / кг).

Естественно предположить, что значение той или иной характеристики комбинированного магнита является некоторым усреднением значений этой характеристики для магнитов, входящих в сборку, и что оно зависит от соотношения долей содержания магнитов разных типов в сборке. Также можно ожидать, что эффект от применения магнитов разных типов в сборке будет более заметен на тех характеристиках, значения которых для этих магнитов разнятся больше (см. табл.1).

Комбинированные магниты могут быть собраны как из магнитов разных классов, так и из магнитов одного класса. Так, установлено, что магнит Sm-Co/ Nd-Fe-B/ Sm-Co, собранный из закритических магнитов со значениями верхнего предела рабочей температуры, соответственно, $T_e(\text{Nd-Fe-B})=100$ °С и $T_e(\text{Sm-Co})=200...220$ °С, имеет значение этой величины $T_e=160...170$ °С. (Закритический магнит, в отличие от докритического, будучи намагниченным вместе с магнитопроводом из магнитомягкого материала, полностью сохраняет свой магнитный поток после отсоединения от магнитопровода. Среди распространённых магнитов некоторые ферриты и сплавы системы Al-Ni-Co-Fe являются докритическими материалами, а редкоземельные магниты Nd-Fe-B и Sm-Co и некоторые ферриты – закритическими [1,2]). Цена такого комбинированного магнита примерно в полтора раза ниже цены Sm-Co-магнита, значения других его характеристик мало отличаются от близких друг другу значений соответствующих характеристик входящих в сборку магнитов. В итоге расширяется номенклатура магнитов, изготовленных из редкоземельных магнитотвёрдых материалов [3,4]. Важным для понимания возможностей, связанных с созданием комбинированных магнитов, следует считать следующее наблюдение. При нагреве внутренней Nd-Fe-B-части сборки Sm-Co/ Nd-Fe-B / Sm-Co размагничивается меньше, чем в сборке из Nd-Fe-B-магнитов. Например, при температуре 180 °С и времени нагрева 40 минут относительное изменение магнитного потока $-\Delta\Phi/\Phi$ внутренней Nd-Fe-B-части сборки Sm-Co/ Nd-

Fe-B/ Nd-Fe-B/ Sm-Co, собранной из магнитов с размерами 16x8x6 мм³, равно примерно 25 %, в то время как в сборке из четырёх Nd-Fe-B-магнитов тех же размеров – более 50 % [3]. Более термостабильные Sm-Co-магниты своим полем препятствуют размагничиванию внутренней Nd-Fe-B-части сборки. Таким образом, у комбинированного магнита наблюдается свойство, которое является неаддитивной величиной по отношению к входящим в сборку магнитам.

Примером комбинированного магнита, собранного из материалов разных классов, является магнит Nd-Fe-B/ Al-Ni-Co-Fe/ Nd-Fe-B. Установлено, что магнитный поток Al-Ni-Co-Fe-магнита с размерами 40x37x9 мм³, находящегося между Nd-Fe-B-магнитами, при доле Nd-Fe-B-магнитов в сборке $\eta \geq 55$ об. % почти в 5 раз больше потока этого магнита в свободном (вне какой-либо системы) состоянии [5]. При указанных значениях η такой комбинированный магнит переходит из докритического состояния в закритическое. Предложено применение такого комбинированного магнита для упрощения сборки систем с Al-Ni-Co-Fe-магнитами (магнит Nd-Fe-B/Al-Ni-Co-Fe/Nd-Fe-B устанавливается напротив посадочного места в магнитопроводе, магниты Nd-Fe-B фиксируются, после чего Al-Ni-Co-Fe-магнит перемещается в посадочное место, а Nd-Fe-B-магниты удаляются [6]).

Ожидается, что комбинированный магнит, собранный из ферритов и Al-Ni-Co-Fe-магнитов, расширит номенклатуру известных магнитов (кривые размагничивания феррита и Al-Ni-Co-Fe-магнита, построенные в одной системе координат, имеют точку пересечения, причём значения остаточной индукции и коэрцитивной силы этих магнитов, а также цены, заметно разнятся).

Для оценки влияния закритических магнитов на магнитный поток помещённого между ними докритического магнита был 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. Установлено, что k зависит как от η ,

так и от соотношения в размерах внутреннего магнита. Значение коэффициента k увеличивается с увеличением размеров магнита в плане и уменьшается с увеличением высоты внутреннего магнита.

Может быть рассмотрен вопрос о классе комбинированного магнита в зависимости от класса входящих в сборку магнитов. На рис.2 в качестве примера схематически изображены кривые размагничивания докритического и закритического магнитов. ОА - вспомогательная прямая с угловым коэффициентом $-\mu_0$ (μ_0 – магнитная постоянная). Кривые 1 и 2 имеют линейный участок между осью ординат и началом колена – точки a_1 и a_2 соответственно. Точка a_1 лежит левее точки c_1 , а точка a_2 – правее точки c_2 , поэтому кривая 1 является кривой размагничивания закритического магнита, а кривая 2 – докритического [2].

Предполагая, что значение индукции комбинированного магнита является неким усреднением значений этой величины для входящих в сборку магнитов и что оно зависит от доли η второго компонента, для комбинированного магнита можно провести усреднённую кривую 3 с линейным участком между осью ординат и началом колена – точкой a_3 (точнее, кривые 3' и 3'', соответствующие различным значениям η : $\eta' > \eta''$). Если $|a_1| < |a_2|$, то, проведя вертикальную прямую через точку a_1 , найдём точки a'_3 и a''_3 начала колена на кривых 3' и 3'' соответственно (если $|a_2| < |a_1|$, то для нахождения точек a'_3 и a''_3 вертикальную прямую надо проводить через точку a_2).

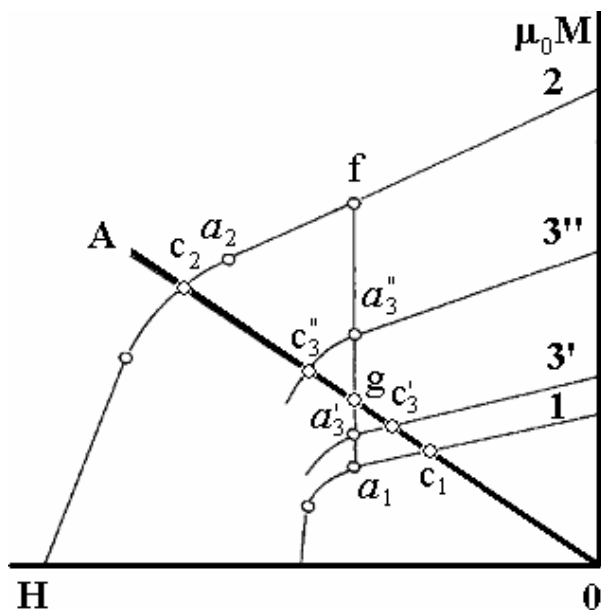


Рис.2. Кривые размагничивания $\mu_0 M = f(H)$: 1 – закритический магнит; 2 – докритический магнит; 3' и 3'' – комбинированные магниты (μ_0 – магнитная постоянная, M – намагниченность, H – магнитное поле).

Очевидно, что кривая 3 может иметь вид, характерный как для докритического, так и для закритического магнита в зависимости от положения точек a_1 и a_2 (т.е. от конкретного вида кривых 1 и 2) и от значения η_2 . Существует критическое значение η_c , при котором происходит переход комбинированного магнита из одного состояния в другое. В первом приближе-

нии для кривой 3' доля второго компонента $\eta' = a_1 a'_3 / a_1 f$, а для кривой 3'' $\eta'' = a_1 a''_3 / a_1 f$; критическая доля $\eta_c = a_1 g / a_1 f$ (см. рис.2).

Нетрудно выполнить подобный анализ для других возможных комбинаций входящих в сборку магнитов. Обобщённые результаты такого анализа приведены в табл.2 (для упрощения анализа не рассматриваются критические магниты).

Таблица 2

Класс комбинированного магнита (по признаку магнитных свойств) в зависимости от класса входящих в него магнитов

Класс магнитов, входящих в комбинированный магнит	Класс комбинированного магнита
Докритический и докритический	Докритический
Докритический и закритический	Докритический или закритический, в зависимости от доли η закритических магнитов (если кривая размагничивания докритического магнита лежит ниже кривой размагничивания закритического магнита, то комбинированный магнит является докритическим при любом значении η)
Закритический и закритический	Докритический или закритический, в зависимости от доли η одного из магнитов

В заключение следует сделать вывод о перспективности теоретического и экспериментального изучения комбинированных магнитов с целью их практического использования. Такое изучение должно включать в себя выбор оптимальных комбинаций входящих в сборку магнитов, определение оптимальной схемы сборки, установление допустимых условий эксплуатации и областей полезного применения.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] 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.
- [2] Постоянные магниты: Справочник / Альтман А.Б., Гербергер А.Н., Гладышев П.А. и др. Под ред. Пятин Ю.М. - 2-е изд. - М.: Энергия. 1980.-488 с.
- [3] Bovda A.M., Kravchenko A.I. Heat demagnetization of combined magnet Nd-Fe-B / Sm-Co // Functional materials, 2003. V.10. N.1. P.176-178.
- [4] Кравченко А.И., Бовда А.М. Постоянный магнит. Патент Украины № 1591 (15.01.2003г. Бюл. № 1). Мки H01F7/02, H01F1/053.
- [5] Bovda A.M., Kravchenko A.I. Magnetic flux of combined magnet Al-Ni-Co-Fe / Nd-Fe-B // Functional materials, 2003. V.10. N.2. P.354-356.
- [6] Кравченко А.И., Бовда А.М. Способ изготовления магнитной системы с Al-Ni-Co-Fe-магнитами. Патент Украины № 52480А (16.12.2002г. Бюл. № 12). Мки H01F7/02, H01F41/00.

Поступила 06.05.2003

СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Рассальский А.Н. к.т.н.

Запорожский национальный технический университет
Украина, 69063, Запорожье, ул. Жуковского 64, ЗНТУ, кафедра "Электрические аппараты"
тел. (0612) 698-349, E-mail: Arassalsky@sterling.zp.ua

Приведено аналіз стану трансформаторів, що експлуатуються у мережах єдиних енергетичних систем. Запропоновано рекомендації з заміни застарілого устаткування і розширення функціональних можливостей систем.

Приведен анализ состояния трансформатора, эксплуатируемых в сетях единых энергетических систем. Предложены рекомендации по замене устаревшего оборудования и расширения функциональных возможностей систем.

1 СОСТОЯНИЕ ПАРКА ТРАНСФОРМАТОРОВ В ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ РОССИИ

Установленная мощность электростанций России и структура генерирующих мощностей на 01.01.2001 г. составляет: 212,8 млн. кВт, в том числе:

21,3 млн. кВт- АЭС (10%);

44,3 млн. кВт- ГЭС (более 20%);

147,2 млн. кВт- ТЭС (около 70%).

Основная электрическая сеть объединенных энергосистем ЕЭС России сформирована с использованием двух систем номинальных напряжений. На большей части территории используется система напряжений 220-500 кВ. В ОЭС Северо-Запада, западных районах ОЭС Центра и частично в ОЭС Северного Кавказа – 330 – 750 кВ.

По состоянию на начало 2001 г. суммарная установленная мощность трансформаторов на подстанциях – 569 млн. кВА (545 млн. кВА по ОЭС).

Межсистемные связи в ОЭС России сформированы в основном на напряжение 220-330-500-750 кВ.

В период до 2015 г. необходимо обеспечить уровень потребления электроэнергии по России 1133 млрд кВт.

Потребность в установленной мощности электростанций России определяется с учетом суммарного максимума нагрузки энергообъединений, величины передачи мощностей за пределы страны, нормативно-го расчетного резерва мощности 15-16% максимума нагрузки с учетом экспорта, составит в:

2005 г. – 220 млн. кВт – **1020** млрд. кВт/час;

2010 г. – 244 млн. кВт – **1180** млрд. кВт/час;

2015 г. – 275 млн. кВт – **1133** млрд. кВт/час.

Структура ввода генерирующих мощностей сформирована в соответствии с рекомендациями "Энергетической стратегии России" на период до 2020 г.

Стратегия развития энергетического машиностроения разработана по поручению Правительства от 27 августа 1999 года № ИК-117-24900 исходя из утвержденных Президентом РФ основных направлений энергетической политики Российской Федерации на период до 2010 года.

В основу стратегии положены рыночные механизмы принятия решений, а участие государства в хозяйственной жизни должно ограничиваться созданием благоприятных условий для развития рыночных механизмов, путем содействия конкуренции и обеспечения привлечения в отрасль инвестиций.

Общая сумма потребных инвестиций на реализацию "энергетической стратегии до 2020 г." в части электроэнергетики оценивается

в 2001 – 2005 гг. – 19,0 млрд. долл.;

в 2006 – 2010 гг. – 41,9 млрд. долл.

Если учесть, что на указанный период не планируется сколько-нибудь существенные объекты нового строительства, то можно считать, что все эти средства предназначаются на ремонт и модернизацию оборудования.

В электрических сетях происходит общее старение основных фондов. Износ составляет около 40% в том числе по подстанциям – 60% и постоянно растет. Полностью отработали нормативный срок службы более 10% трансформаторов.

Общая мощность ПС 110-750 кВ, оборудование которых выработало расчетный ресурс, уже в настоящее время составляет около 1/3 действующих мощностей и увеличится к концу периода:

2005 г. – 150 млн. кВА;

2010 г. – 242 млн. кВА;

2015 г. – 319 млн. кВА.

Осуществление соответствующего объема работ по замене оборудования в требуемые сроки позволит избежать лавинообразного выхода из строя оборудования из-за физического износа в ближайшее десятилетие (табл. 1).

Таблица 1

Продолжительность эксплуатации трансформаторов								
Срок работы	500 кВ		330 кВ		220 кВ		110 кВ	
	млн. кВА	%	млн. кВА	%	млн. кВА	%	млн. кВА	%
50 лет и более	—	—	—	—	2.18	1.2	6.3	3.6
40 лет и более	3.4	3.6	—	—	3.8	2.1	12.2	5.1
30 лет и более	7.5	7.9	2.6	6.7	23.1	12.8	55.6	23.0

Решение задачи замены устаревшего оборудования в таких объемах может быть выполнено только при комплексном подходе к ее решению:

- использование оборудования, разработанного по новейшим технологиям, обладающего повышенной надежностью функционирования, экономической и технологической безопасностью;

- внедрение современных средств и методик диагностического контроля, позволяющих принимать правильные решения о необходимости проведения ревизий и предупредительных ремонтов;

- выполнение работ по модернизации оборудования для продления сроков эксплуатации оборудования с истекшим сроком службы;

- внедрение оборудования для дистанционного управления и контроля технологическими процессами

в энергосистеме.

Снижение вводов генерирующих мощностей и низкие темпы технического перевооружения приводят к накоплению объектов устаревшего оборудования.

Наиболее эффективным способом проведения технического перевооружения является замена устаревшего оборудования на новое технически более совершенное оборудование (табл. 2).

Таблица 2

Класс напряжения, кВ	Установленная мощность трансформаторов ПС, выработавших расчетный ресурс в период 2001-2015 гг., млн. кВА			
	2001-2015 гг., всего	В том числе по периодам, гг.:		
		2001-2005	2006-2010	2011-2015
750	10.2	4.5	2.5	3.2
500	71.1	37.9	21.5	11.7
330	22.7	10.3	9.5	2.9
220	124.8	52.4	35.5	36.9
110	90.4	44.8	22.9	22.7
Всего:	319	150	92	77

Однако это возможно только в случае широкомасштабных инвестиций в электроэнергетику.

Поэтому во всех вариантах развития электроэнергетики до 2015 г. рассматривается минимально необходимый объем замены оборудования.

Для остальной части действующего выработавшего свой ресурс оборудования должны проводиться работы по продлению работы за счет модернизации и проведения расширенных восстановительных ремонтов.

Одним из важнейших компонентов модернизации оборудования является установка недорогих и надежных систем мониторинга силового оборудования.

Экономическая целесообразность проведения реконструкции и технического перевооружения объектов при их физическом износе или моральном старении по сравнению с новым строительством определяется объемом и характером работ, наличием средств. Опыт проведения подобных работ показывает, что по сравнению с новым строительством осуществление восстановительных работ позволяет снизить общую величину затрат в среднем на 25-30%.

С учетом финансовых возможностей РАО "ЕЭС России" стратегия проведения работ предполагается по следующим основным направлениям: в период до 2010 года – безусловно, требуется продление ресурса оборудования и использование восстановительных технологий, что неминуемо скажется на увеличении объема работ по устранению физического и морального износа объектов электрических сетей. Техническое перевооружение и реконструкция энергетических объектов с заменой выбывающего оборудования ориентируется на лучшие образцы оборудования.

Для решения этих проблем нужна согласованная программа действий, учитывающая реальные возможности российских предприятий, использование зарубежного опыта в форме лицензий, прямых поставок комплектующих элементов, материалов, а в обоснованных ситуациях закупка оборудования полностью.

МЭС Центра РАО "ЕЭС России":

- 12 тыс. км электропередач напряжением 330, 500, 750 кВ;

- 32 подстанции с установленной мощностью автотрансформаторов и шунтирующих реакторов 49 000 мВА, что составляет 30% от всех сетей РАО (табл. 3).

При износе основного оборудования 48% замена морально устаревшего оборудования экономически не всегда целесообразно. В некоторых случаях модернизация оборудования более выгодна.

Таблица 3

Время работы	Автотрансформаторы		Реакторы	
	125 мВА (330-750 кВ)		60 мВАр (500 кВ)	110 мВАр (750 кВ)
	%			
до 20 лет	131	69	66	89
20-25 лет	19	10	1	1.5
более 25 лет	38	20	9	9.4
Всего:	188	100	74	100

Требования к новому поколению электротехнического оборудования сводятся к использованию:

- силовых автотрансформаторов с улучшенными электрическими характеристиками и повышенной надежностью, сниженными суммарными потерями, оборудованные надежными РПН и высоковольтными вводами;

- шунтирующих реакторов 500 кВ с бронестержневой магнитной системой, с пониженным уровнем потерь, аналогичных реакторов других классов напряжения;

- управляемых шунтирующих реакторов;
- систем управления с использованием цифровой аппаратуры;

- использование комплексных автоматизированных систем диагностики основного электротехнического оборудования подстанций, средств механизации и прогрессивных технологий по эксплуатационному обслуживанию оборудования;

- внедрение АСУ ТП подстанций на основе микропроцессорной техники.

В любом случае необходимы автоматизированные системы диагностики и оценки состояния основного оборудования подстанций для постоянного отслеживания состояния оборудования подстанций.

Все приведенные выше фактические данные получены из докладов ведущих специалистов РАО "ЕЭС России" на VI Симпозиуме ТРАВЕК "Электротехника 2010" "Перспективные виды электротехнического оборудования для передачи и распределения электроэнергии", состоявшегося в октябре (20-25) 2001 года.

Основные выводы, которые можно сделать из этих докладов заключается в следующем:

Основное оборудование подстанций (силовые трансформаторы, измерительные трансформаторы тока и напряжения, шунтирующие реакторы, разъединители) требует замены в связи с моральным и физическим износом.

Для избежания лавинообразного выхода из строя устаревшего силового оборудования подстанций, необходимо привлечение всего производственного потенциала предприятий, производящих необходимое оборудование.

Техническое перевооружение и модернизация основного оборудования подстанций требует замены, другая часть – модернизации. Очевидно, что это все можно посчитать совершенно точно.

Расширение введения новых генерирующих мощностей постоянно растет и требует введений в действие современного оборудования станций.

Для уменьшения эксплуатационных затрат, повы-

шения надежности работы силового оборудования подстанций необходимо введение системы непрерывного контроля состояния этого оборудования, причем, эти системы необходимы как для нового оборудования, так и для модернизируемого. Построение систем диспетчерского управления оборудованием подстанций как одной из подсистем автоматизированной системы диспетчерского управления и контроля подстанций.

Выполнение вышеизложенных задач представляет собой грандиозную задачу, в связи с огромной суммарной мощностью нового, заменяемого и модернизируемого оборудования.

Только по подстанциям требуется силового оборудования на:

2005 г. – 150 млн. кВт;

2010 г. – 242 млн. кВт;

2015 г. – 319 млн. кВт.

2 МОНИТОРИНГ СИЛОВЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Цель создания системы

Целью создания системы мониторинга и диагностики силовых трансформаторов является отражение в реальном масштабе времени основных параметров силовых трансформаторов для оперативного принятия решений ведения производственного процесса. Система мониторинга может включать дополнительную функциональность по введению оперативных данных в систему диспетчерского управления подстанций.

Назначение системы мониторинга

Система мониторинга и диагностики трансформаторов предназначена для:

- осуществления контроля и регистрации текущих и предельных значений температур обмоток и масла, рабочих токов и напряжений трансформатора;
- регистрации информации о нормальных, предаварийных и аварийных событиях, работы защитных и контрольно-измерительных приборов;
- осуществления контроля и регистрации текущих и пусковых значений токов электродвигателя привода переключающего устройства (ПУ), регистрация положений ПУ;
- осуществления контроля показаний газоанализатора, датчиков влажности масла;
- определения величины температур обмоток, вычисления срока службы трансформатора в режиме реального времени по согласованной в техническом задании модели;
- учета мощности и энергии по сторонам трансформатора;
- оперативного контроля качества электроэнергии;
- оптимизации режима работы трансформатора и на этой основе повышения надежности его работы;
- обеспечения управления ПУ с центрального (дальнего) диспетчерского пункта управления по компьютерным каналам;
- оптимизации режима работы трансформатора и на этой основе повышения срока его службы;
- интеграции Системы диагностики и мониторинга трансформатора в системы телемеханики Автоматизированных систем диспетчерского управления;
- минимизации влияния человеческого фактора на процессы сбора, обработки, передачи и хранения информации.

Технические решения

Для создания работающей в режиме реального времени Системы диагностики и мониторинга используются технические решения, соответствующие стандартам открытых систем, современные промышленные технические средства производства ведущих мировых производителей Rockwell Automation (Allen Bradley), Hewlett Packard, Microsoft Windows Embedded NT. Это гарантирует качество разработки и сводит к минимуму зависимость Заказчика от разработчика системы.

Комплекс программно-технических средств, предлагаемых для реализации системы, имеет многоуровневую архитектуру, состоящую из контрольно-измерительных приборов, датчиков, программируемых контроллеров, с выходом на локальную сеть Ethernet. Далее возможно подключение к диспетчерским системам более высокого уровня, позволяющее объединять локальные системы контроля и управления в более крупные.

Аппаратное обеспечение

Уровень операторского управления реализуется на базе серийных компьютеров фирмы Hewlett-Packard.

Уровень сбора информации - программируемые логические контроллеры

В качестве основного оборудования системы телемеханики используются программируемые логические контроллеры компании Allen-Bradley семейства Control Logic 5550, построенные по модульному принципу. Применение модульных контроллеров позволяет подобрать оптимальную конфигурацию аппаратных средств для каждого конкретного объекта. В состав гаммы модулей ввода/вывода входят модули для подключения дискретных и аналоговых сигналов. Выходы термпар и термосопротивлений подключаются непосредственно к модулям сопряжения, имеющими высокую точность и встроенную линейаризацию и нормирование. Все каналы имеют оптоэлектронную развязку. Монтаж проводов - под винт. В качестве прибора контроля и измерения токов, напряжений, мощности, энергии и качества энергии используется прибор Power Monitor 3000 фирмы Allen Bradley, подключенные во внутреннюю локальную сеть Ethernet. Контроллер и сопровождающие его устройства смонтированы в герметичном шкафу компании RITTAL. Степень защиты контроллерного оборудования – IP54. Структурная схема системы мониторинга приведена на рис. 1.

Поставляемое оборудование отличается высокой надежностью, способностью работы в очень жестких условиях эксплуатации. Средняя наработка на отказ не менее 200 000 часов. Основные технические данные таковы:

- напряжение питания 170...265 В_А, 47...63 Гц или 19,2...28,8 В_А;
- рабочая температура контроллерного оборудования 0...60 °С.
- температура хранения контроллерного оборудования -40...+85 °С.
- относительная влажность 95% (без конденсата);
- вибростойкость 5-57 Гц с амплитудой 4 мм;
- ускорение 2,55 при 57-2000 Гц;
- изоляция 1500 В;
- статическое напряжение до 15 кВ.

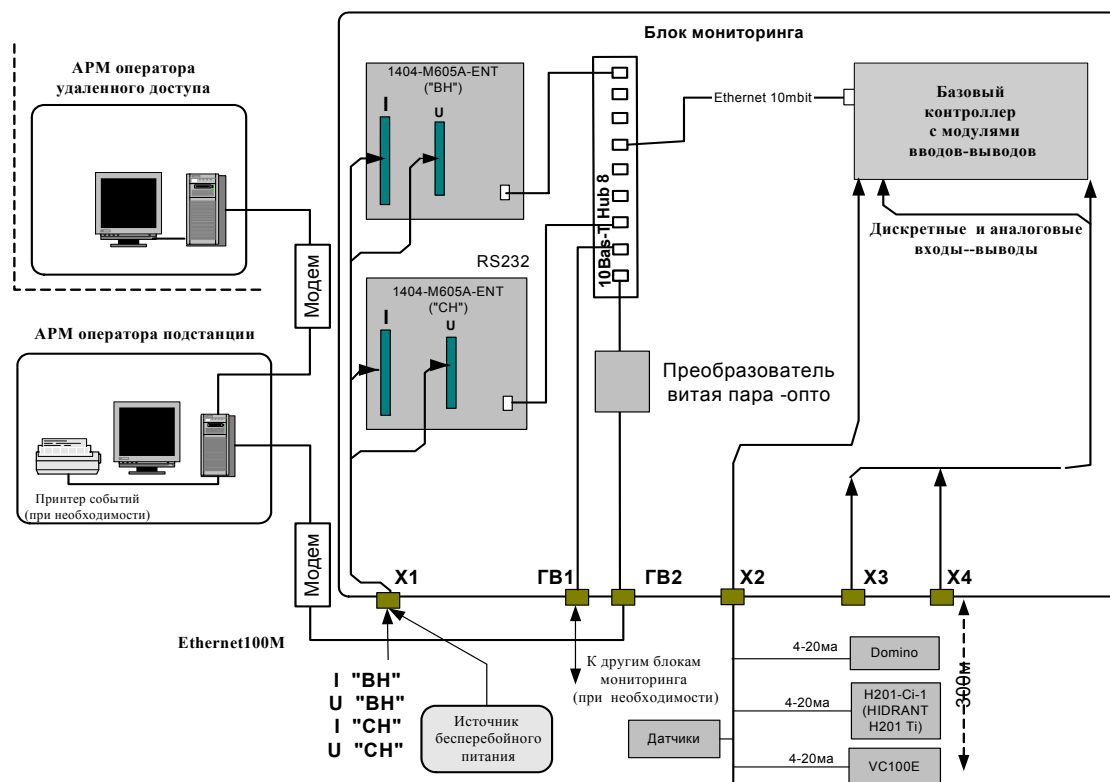


Рис. 1. Структурная схема системы мониторинга

Программное обеспечение

Инструментом для программирования контроллера Control Logic 5000 является программный продукт RSLogix 500™ Programming Software фирмы Rockwell Software™, работающий под управлением операционных систем Windows 95™/NT™/2000. Это специализированный программный продукт, предназначенный для дистанционного программирования контроллеров семейства Control Logic 5000. В качестве средства для создания средств человеко-машинного интерфейса (Man-Machine Interface – MMI) используется система RSView32™ фирмы Rockwell Software™. Возможности объектно-ориентированной графики RSView, фактически, задают требования к стандартам в области продуктов MMI. Наряду с возможностями OLE (Object Linking and Embedding – Связывание и Встраивание Объектов) RSView позволяет выбирать из библиотеки объекты, такие как измерительные приборы, резервуары, панели, кнопки и многие другие.

Технология ODBC (Open DataBase Connectivity – Связь с Открытой Базой Данных) это стандарт, разработанный Microsoft®, который позволяет базам данных различных форматов быть доступными для других приложений, работающих в среде Windows 95/NT™/2000. Вся информация о тегах RSView и системной конфигурации запоминается в формате, совместимом с ODBC и доступна для большого количества инструментальных средств, работающих под Windows™, таких, как Microsoft® ACCESS, EXCEL и т.д. В то же время эти инструментальные средства можно использовать для создания отчетов пользователя или для слияния содержимого данных конфигураций с другими базами данных.

Программная платформа реального времени RSView, используемая в качестве программного обеспечения на уровне автоматизированного техни-

ческого комплекса, обеспечивает взаимодействие между продуктами серии SuiteLink, WINtelligent и продуктами Microsoft. Она обладает улучшенной функциональностью по сравнению с традиционными средствами человеко-машинного интерфейса. Открытая база данных, регистрация архивных данных в виде реляционных таблиц стандартных форматов (DBF, DB и т.п.) делает информацию, формируемую системами, доступной другим программным средствам, в частности системам RTAP/Plus и R/3.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Три комплекта системы мониторинга силовых трансформаторов изготовлены и установлены на подстанциях МЭС Центр РАО "ЕЭС Россия" две в конце прошлого года и одна в начале этого года. АТДЦТН-250000/500/110 (п/с Арзамасская), АТДЦТН-200000/220/110 (п/с Михайловская) и АТДЦТН-125000/330/110 (п/с Бологое). В настоящее время и изготовлены и подготавливаются к монтажу на подстанции системы мониторинга для автотрансформаторов АТДЦТН-125000/330/110 – 2 шт. и АТДЦТН-250000/330/220 – 1 шт. для МЭС "Северо-Запада".

2. В настоящее время ведется работа по расширению функциональности Системы по следующим направлениям:

- создание моделей, для определения расчетных параметров в реальном масштабе времени;
- создание программ для диагностики трансформатора в реальном масштабе времени;
- расширение функций управления и контроля системами трансформатора.

3. Разработка упрощенной модели Системы для модернизируемых трансформаторов.

Поступила 10.01.2003

ВОЗДЕЙСТВИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ НА МАГНИТНУЮ ПРОНИЦАЕМОСТЬ И УДЕЛЬНОЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ИЗДЕЛИЯ

Себко В.В., к.т.н., доц.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Приборы и методы неразрушающего контроля"
тел. (0572) 40-09-27

У роботі розглянутий вплив температури на відносну магнітну проникність і питомий електричний опір провідного циліндричного виробу. Показано, що питомий електричний опір збільшується істотно більше (приблизно в 3 рази) у порівнянні з ростом магнітної проникності при одній і тій же температурі виробу, що нагрівається.

В работе рассмотрено влияние температуры на относительную магнитную проницаемость и удельное электрическое сопротивление проводящего цилиндрического изделия. Показано, что удельное электрическое сопротивление увеличивается существенно больше (примерно в 3 раза) по сравнению с ростом магнитной проницаемости при одной и той же температуре нагреваемого изделия.

В настоящее время широкое развитие в практике неразрушающего контроля приобретают методы и средства для совместного определения многих параметров материалов и изделий [1-3]. В этом плане заслуживают внимания электромагнитные методы и устройства для одновременного контроля магнитной проницаемости μ_r и удельной электрического сопротивления ρ сплошных цилиндрических проводящих изделий. Большой интерес представляет исследование зависимости указанных параметров цилиндрических проводящих изделий от их температуры. Необходимый контроль может быть проведен с помощью трансформаторного электромагнитного преобразователя, в котором создается переменное магнитное поле. Преимущество электромагнитного метода состоит в возможности измерения параметров не только на поверхности изделия, но и усредненных по его сечению. Кроме того, данный метод позволяет определять магнитный и электрический параметры одновременно в одной и той же зоне контроля. На современный период в литературе не рассматривался случай совместного измерения магнитной проницаемости и электропроводности при различных температурах изделия. В настоящей работе устанавливаются зависимости магнитной проницаемости и удельного электрического сопротивления образца от температуры.

Вначале будет рассмотрен метод определения магнитной проницаемости μ_r и удельного электрического сопротивления ρ в зависимости от температуры цилиндрических изделий с помощью трансформаторного электромагнитного преобразователя ТЭМП проходного типа.

Сложные функциональные связи между сигналами такого преобразователя и температурой изделия в существенной мере затрудняют использование такого метода в практике. Однако, если воспользоваться введенными специальными нормированными параметрами K и его фазы φ , то можно в значительной степени упростить реализацию электромагнитного метода применительно к температурным измерениям. Основная идея данной реализации состоит в том, что в сигналах

ТЭМП содержатся сведения о таких термозависимых параметрах изделия, как удельное электрическое сопротивление ρ и относительная магнитная проницаемость μ_r . Таким образом, измерив сигналы ТЭМП, по приведенной ниже методике, можно определить сразу оба интересующих параметра: μ_r и ρ .

Для исследования влияния температуры на параметры изделия применяется схема включения ТЭМП, представленная на рис. 1. Схема содержит генератор G синусоидальных сигналов, частотомер $Ч$, образцовое сопротивление R_0 , вольтметры V_1, V_2, V_3 , фазометр Φ , рабочий РП и опорный ОП преобразователя, образец O . Первичные обмотки РП и ОП включены последовательно-согласно, а вторичные их обмотки подключены к вольтметрам V_2, V_3 и фазометру Φ . Вольтметр V_2 измеряет суммарную эдс E_Σ измерительной обмотки РП. Вольтметром V_3 регистрируют эдс E_0 (здесь E_0 – эдс ТЭМП при отсутствии в нём образца; в данном случае РП и ОП – два идентичных преобразователя). Последнее позволяет для измерения E_0 не использовать РП в отсутствии образца O , то есть образец (изделие) может постоянно находиться внутри РП. При низких частотах до 1-1,5 кГц намагничивающий ток I можно измерять амперметром A , более в широком частотном диапазоне для определения I целесообразно пользоваться падением напряжения U_{R_0} на образцовом сопротивлении R_0 . При этом

$$I = U_{R_0} / R_0. \quad (1)$$

Фазометром Φ измеряют угол φ_0 между E_0 и E_Σ . В целях определения температуры образца ТЭМП вместе с ним помещают в сосуд с нагреваемым маслом. Миниатюрный образец и ТЭМП быстро приобретают температуру масла, которая изменяется в диапазоне от 20°C до 150°C. Температура масла и образца измеряется ртутным термометром. Для магнитного образца комплексный параметр K определяют из выражения

$$K = \frac{E_2}{E_0 \mu_r \eta}, \quad (2)$$

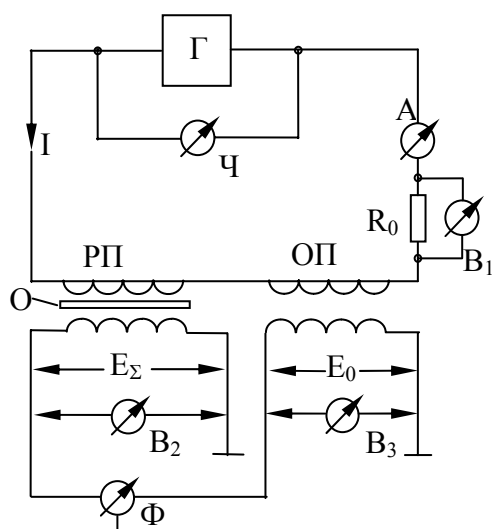


Рис. 1. Схема включения ТЭМП для контроля влияния температуры на μ_r и σ цилиндрического проводящего образца

где K выражает собой удельную нормированную эдс ТЭМП [1]; E_2 и E_0 – эдс ТЭМП, обусловленные магнитными потоками в изделии Φ_2 и Φ_0 внутри ТЭМП без изделия.

Эдс E_Σ представляет собой векторную сумму эдс E_2 и E_1 , т.е.

$$\vec{E}_\Sigma = \vec{E}_2 + \vec{E}_1, \quad (3)$$

где E_1 – часть суммарной эдс, обусловленная магнитным потоком Φ_1 в воздушном зазоре между изделием и измерительной обмоткой ТЭМП, радиуса;

$$E_1 = E_0(1 - \eta), \quad (4)$$

где η – коэффициент заполнения $\eta = a^2/a_{II}^2$, a_{II} – радиус измерительной обмотки ТЭМП.

Формула для определения эдс E_2 имеет вид

$$E_2 = \sqrt{E_\Sigma^2 + E_1^2 - 2E_1E_\Sigma \cos \varphi_0}, \quad (5)$$

где φ_0 – фазовый угол E_Σ .

Выражение для расчета фазового угла E_2 следующее:

$$\operatorname{tg} \varphi_2 = -\frac{E_\Sigma \sin \varphi_0}{E_\Sigma \cos \varphi_0 - E_1}. \quad (6)$$

В табл. 1 представлены численные значения параметра K и его фазового угла φ_2 при различных значениях x .

Данные табл. 1 свидетельствуют о том, что наибольшие крутизны зависимости K и φ_2 от x наступают в диапазоне x от 0,7 до 4,5.

Обобщенный параметр x находят по формуле

$$x = a\sqrt{2\pi\mu_0\mu_r f/\rho}, \quad (7)$$

где μ_0 – магнитная постоянная; f – частота изменения поля.

Таким образом, измерения относительной магнитной проницаемости μ_r и удельного электрического сопротивления ρ в зависимости от температуры, реализуемые в установке, собранной по схеме рис. 1, связаны с использованием зависимости амплитуды параметра K и фазы φ_2 от x , т.е. $K = f(x)$ и $\varphi_2 = f(x)$. Порядок работы следующий: сначала устанавливают рабо-

чую точку на кривой $\varphi_2 = f(x)$, т.е. $x = x_1$, где x_1 значение обобщенного параметра, соответствующего начальной температуре изделия t_1 (как правило t_1 принимают равной 20°C). Достаточно большая крутизна зависимости K от x наблюдается в диапазоне $0,7 \leq x \leq 4,5$. Для этого при наличии в ТЭМП "холодной" детали (т.е. при $t = t_1$) в схеме рис. 1 устанавливают генератором любую частоту тока I (или напряженность поля H_0) и измеряют при этом E_Σ , E_0 и φ_0 . Затем используя формулу (4) находят значение E_1 . После этого по (5) с учетом значений, E_Σ , φ_0 и величины E_1 определяют E_2 . После этого рассчитывают по (6) значение φ_2 от x , находят последний. Если x не попадает в указанный благоприятный диапазон изменения, то эту процедуру путём изменения частоты f поля повторяют до тех пор, пока значение x_1 попадёт при наличии холодного изделия (при t_1) в указанный диапазон, т.е. $0,7 \leq x \leq 4,5$. Далее по этому обобщённому параметру, пользуясь кривой $K = f(x)$ находят величину K при благоприятном значении x . После этого нагревают изделие до какой-то фиксированной температуры t . Измеряют E_Σ , E_0 и φ_0 , вычисляют E_1 , а затем находят φ_2 по (6) и по приведенному выше алгоритму определяют значения x и K при каждой фиксированной температуре.

Таблица 1

Зависимости K и φ_2 от x

x	K	φ_2
0,1	0,001299	89,857
0,2	0,004999	89,427
0,3	0,011232	89,221
0,4	0,019996	88,854
0,5	0,031236	87,520
0,6	0,044928	86,544
0,7	0,061004	85,483
0,8	0,079525	83,830
0,9	0,100303	82,334
1,0	0,123216	80,540
1,1	0,148032	78,628
1,2	0,174744	76,529
1,3	0,202836	74,307
1,4	0,232206	71,970
1,5	0,262411	69,547
1,6	0,292997	67,023
1,7	0,323662	64,470
1,8	0,354045	61,884
1,9	0,383768	59,299
2,0	0,412459	56,740
2,1	0,439930	54,221
2,2	0,466006	51,762
2,3	0,490493	49,393
2,4	0,513307	47,108
2,5	0,534423	44,929
2,6	0,553946	42,857
2,7	0,571802	40,902
2,8	0,588220	39,054
2,9	0,603228	37,321
3,0	0,616921	35,697
3,1	0,629433	34,180
3,2	0,640811	32,772
3,3	0,651337	31,452
3,4	0,661135	30,212
3,5	0,670087	29,075

3,6	0,678238	28,008
3,7	0,685890	27,024
3,8	0,693081	26,097
3,9	0,699895	25,237
4,0	0,706135	24,437
4,1	0,712173	23,684
4,2	0,717818	22,980
4,3	0,723299	22,319
4,4	0,728439	21,698
4,5	0,733381	21,117
4,6	0,738166	20,567
4,7	0,742736	20,043
4,8	0,747192	19,556
4,9	0,751486	19,089
5,0	0,755610	18,646
5,1	0,759626	18,227
5,2	0,763482	17,828
5,3	0,767282	17,445
5,4	0,770942	17,078
5,5	0,774500	16,726
5,6	0,778043	16,390
5,7	0,781312	16,071
5,8	0,784612	15,761
5,9	0,787755	15,460
6,0	0,790873	15,176
6,1	0,793870	14,900
6,2	0,796796	14,632
6,3	0,799660	14,376
6,4	0,802428	14,128
6,5	0,805147	13,887
6,6	0,807768	13,654
6,7	0,810323	13,431
6,8	0,812820	13,212
6,9	0,815241	13,002
7,0	0,817612	12,798
7,1	0,819931	12,600
7,2	0,822178	12,409
7,3	0,824389	12,223
7,4	0,826530	12,041
7,5	0,828629	11,866
7,6	0,830670	11,694
7,7	0,832658	11,531
7,8	0,834624	11,369
7,9	0,836543	11,210
8,0	0,838383	11,058
8,1	0,840205	10,909
8,2	0,841958	10,768
8,3	0,843719	10,625
8,4	0,845412	10,488
8,5	0,847093	10,353
8,6	0,840693	10,224
8,7	0,850314	10,099
8,8	0,851869	9,974
8,9	0,853402	9,853
9,0	0,854903	9,735
9,1	0,856381	9,619
9,2	0,857791	9,507
9,3	0,859203	9,397
9,4	0,860598	9,289

Далее воспользовавшись формулой (2) вычисляют μ_r по формуле $\mu_r = \frac{E_2}{E_0 \eta K}$ и зная x на основании (7) получим выражение для расчета ρ при заданной

температуры в виде

$$\rho = \frac{2\pi a^2 \mu_0 \mu_r f}{x^2}. \quad (8)$$

Напряженность H_0 магнитного поля вне образца выбирают порядка 250-5000 А/м с тем, чтобы можно было избежать нагрева изделия вихревыми токами, а также для того чтобы находиться на начальном участке кривой намагничивания. Далее, находят эффективное значение тока I в намагничивающей обмотке

$$I = \frac{H_0 l}{\sqrt{2} W_1 C}. \quad (9)$$

где W_1 – число витков намагничивающей обмотки; l – ее длина; C – коэффициент, учитывающий степень однородности магнитного поля в соленоидальной катушке, он зависит от отношения ее длины к диаметру.

Эксперименты проводились при использовании миниатюрного трансформаторного датчика с параметрами: радиусы обмотки изделия $a=0,75$ мм, ТЭМП $a_{IT}=0,76$ мм, длина измерительной обмотки $l=40$ мм, числа витков намагничивающей обмотки $W_n=100$, измерительной обмотки $W_i=200$, длина намагничивающей обмотки $l_n=25$ мм. Напряжённость магнитного поля внутри ТЭМП без образца $H_0=3948$ А/м.

Масло нагревалось электрическим нагревателем, расположенным на дне сосуда. В качестве измерителя температуры масла применяется ртутный термометр, находящийся внутри масла. Цена деления ртутника составляла 1 град на деление, температурный диапазон его от 0 до 250°C. Приведенная погрешность ртутного термометра при отметке 150°C составляла 0,7%.

В табл. 2 приведены зависимости величины μ_r и ρ от температуры. На графиках рис. 2, 3 представлены те же зависимости. Как видно из данных табл. 2 и рис. 2, 3 зависимости параметров ρ и μ_r от температуры t имеют характер, близкий к линейному в диапазоне измерения температуры от 20 до 140°C. Приняв такие зависимости линейными, оценим влияние температуры t на относительную магнитную проницаемость μ_r и удельное электрическое сопротивление материала образца.

Воспользовавшись результатами работ [4,5], можно записать линейные зависимости ρ и μ_r от t в виде

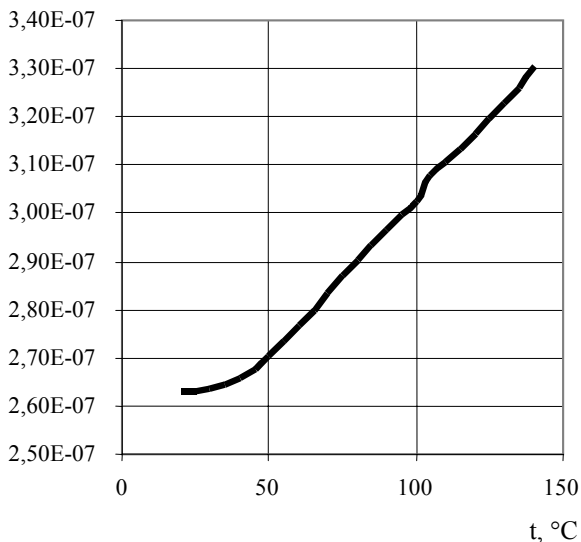
$$\rho_t = \rho_1 + \frac{\rho_1 \alpha_\rho}{1 + \alpha_\rho t_1} (t - t_1); \quad (10)$$

$$\mu_{rt} = \mu_{r1} + \frac{\mu_{r1} \alpha_\mu}{1 + \alpha_\mu t_1} (t - t_1), \quad (11)$$

где ρ_t и ρ_1 – удельные электрические сопротивления при любой величине t и при начальной температуре $t_1=20^\circ\text{C}$; α_ρ и α_μ – температурные коэффициенты сопротивления и магнитной проницаемости для параметров ρ и μ_r ; t – любая температура; μ_{rt} и μ_{r1} – магнитные проницаемости при любой t и при t_1 .

Таблица 2

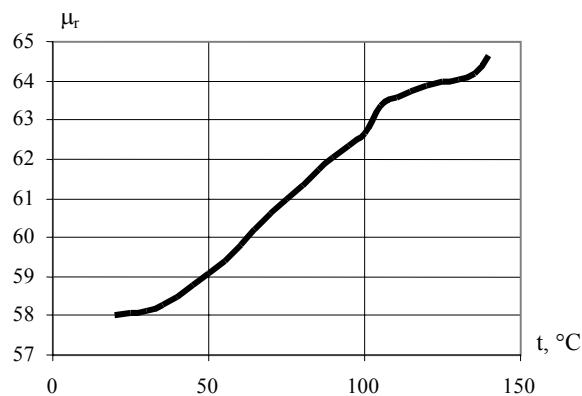
Зависимости μ_r и ρ от t			
x	$t, ^\circ\text{C}$	μ_r	$\rho \cdot 10^{-7}, \text{Ом}\cdot\text{м}$
2,425	20	58,018	2,6289
2,424	25	58,048	2,6320
2,424	30	58,125	2,6372
2,423	35	58,293	2,6465
2,421	40	58,492	2,6590
2,419	45	58,767	2,6767
2,413	50	59,072	2,7029
2,406	55	59,393	2,7335
2,399	60	59,803	2,7684
2,394	65	60,197	2,7993
2,388	70	60,621	2,8335
2,379	75	60,953	2,8692
2,372	80	61,314	2,9028
2,369	85	61,735	2,9321
2,362	90	62,049	2,9639
2,355	95	62,364	2,9960
2,349	100	62,647	3,0248
2,343	105	63,362	3,0768
2,335	110	63,554	3,1075
2,327	115	63,718	3,1351
2,319	120	63,867	3,1641
2,311	125	64,001	3,1946
2,299	130	64,035	3,2281
2,291	135	64,185	3,2578
2,284	140	64,642	3,3034

 $\rho, \text{Ом}\cdot\text{м}$ Рис. 2. Зависимость параметра ρ от температуры t

Из формул (10) и (11) найдём величины α_ρ и α_μ .
При этом

$$\alpha_\rho = \frac{\rho_t - \rho_1}{\rho_1(t - t_1)} \left/ \left(1 - \frac{t_1(\rho_t - \rho_1)}{\rho_1(t - t_1)} \right) \right.; \quad (12)$$

$$\alpha_\mu = \frac{\mu_{rt} - \mu_{r1}}{\mu_{r1}(t - t_1)} \left/ \left(1 - \frac{t_1(\mu_{rt} - \mu_{r1})}{\mu_{r1}(t - t_1)} \right) \right. \quad (13)$$

Рис. 3. Зависимость параметра μ_r от температуры t

Взяв из табл. 2 значения измеренных по указанному выше алгоритму ρ_t при 140°C , т.е. $\rho_t = 3,3034 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$, ρ_1 при $t_1 = 20^\circ\text{C}$, т.е. $\rho_1 = 2,6289 \cdot 10^{-7} \text{ Ом}\cdot\text{м}$, $\mu_{rt} = 64,642$ при $t = 140^\circ\text{C}$ и $\mu_{r1} = 58,018$ при $t_1 = 20^\circ\text{C}$ и подставив эти значения в (12) и (13), найдём, что температурный коэффициент сопротивления α_ρ составляет $2,876 \text{ 1/K}$, а температурный коэффициент магнитной проницаемости $\alpha_\mu = 0,9514 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$.

Отсюда видно, что величина α_ρ примерно в 3 раза больше, чем α_μ . Это свидетельствует о том, что температура гораздо ошутимей воздействует на величину ρ , чем на параметр μ_r . Поэтому во многих случаях воздействие температуры на величину μ_r можно не учитывать в указанном температурном диапазоне.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Гончаров Б.В. Теория и практика безэталонных электромагнитных методов контроля. – М.: Машиностроение, 1975. – 40 с.
- [2] 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.
- [3] Себко В.П., Сиренко Н.Н. Трёхпараметровый контроль цилиндрических изделий. – Дефектоскопия, 1991, № 7. – с. 36-42.
- [4] Себко В.В., Машнёва И.В., Багмет О.Л., Москаленко И.И. Расчёт характеристик электромагнитного преобразователя температуры. – Измерительная техника, 1997, № 1, с. 57-60.
- [5] Себко В.В. Малогабаритный электромагнитный преобразователь температуры. – Труды научно-технической конференции "Метрологическое обеспечение в области электрических, магнитных и радиоизлучений" (Метрология в электронике 97), Харьков 1997, т. 2. – с. 187-189.

Поступила 29.07.2003

К ПРОБЛЕМЕ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ВОСПРОИЗВЕДЕНИЯ В КЛАССЕ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ВОСПРОИЗВОДЯЩИХ СИСТЕМ С ЭТАЛОННОЙ НАСТРОЙКОЙ КАНАЛОВ

Худяев А.А., к.т.н., декан ЭМ факультета Украинской инженерно-педагогической академии.
Украина, 61003, м. Харьков, ул. Университетская, 16, УИПА, тел. (0572) 20-64-05.

У рамках розв'язання проблеми підвищення точності відтворення задавальних впливів розглянуто ефективний нерівноточний ітераційний алгоритм побудови багатоканальних систем керування. Сформульовано метод еталонних операторів каналів. Наведені співвідношення для помилок і структурні схеми нерівноточної ітераційної двоканальної відтворюючої системи.

В рамках решения проблемы повышения точности воспроизведения задающих воздействий рассмотрен эффективный неравноточный итерационный алгоритм построения многоканальных систем управления. Сформулирован метод эталонных операторов каналов. Приведены соотношения для ошибок и структурные схемы неравноточной итерационной двухканальной воспроизводящей системы.

В настоящее время ко многим системам автоматического управления, в том числе к воспроизводящим системам, предъявляются все более высокие требования в отношении полосы пропускаемых частот, порядка астатизма, установившейся динамической точности, максимального ускорения и других динамических показателей.

Воспроизводящие системы, обладающие высокой динамической точностью, необходимы для управления современными быстропротекающими производственными процессами, а также для создания разного рода информационно-измерительных и контролирующих устройств. Известно, что возможности системы в отношении динамической точности в конечном счете определяются предельными значениями координат и производных координат, характеризующих поведение входящих в систему элементов. В первую очередь важны ограничения, наложенные на скорости и ускорения, а иногда, и на рывки привода системы. В одноканальных САУ эти ограничения часто не позволяют увеличивать динамическую точность системы и полосу пропускаемых ею частот до требуемых значений.

Для повышения точности воспроизведения полезного сигнала могут быть использованы многоканальные системы, работающие по замкнутому и разомкнутому циклам [1]. Последующее развитие таких систем привело к созданию многоканальных систем, построенных по принципу "грубого" и "точного" управления и получивших название *итерационных* многоканальных систем [2]. В классе итерационных многоканальных систем воспроизведение задающих воздействий осуществляется последовательными приближениями (итерациями), реализуемыми соответствующими каналами управления [2,3]. Это позволяет потенциально обеспечить максимально высокую заданную точность работы всей многоканальной системы при стандартных (эталонных) настройках отдельных каналов и в большинстве случаев получать качество воспроизведения, недостижимое в одноканальных системах управления [4 - 6].

В настоящей статье рассмотрим принципиальную возможность эффективного решения проблемы

повышения точности воспроизведения полезного сигнала при наличии аддитивных возмущений в подклассе неравноточных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов, взаимодействующих по итерационному алгоритму. В частности, решим задачу удобного формального описания неравноточного итерационного алгоритма функционирования многоканальных САУ при наличии помех.

1 НЕРАВНОТОЧНЫЙ ИТЕРАЦИОННЫЙ АЛГОРИТМ ПОСТРОЕНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ

Практическое применение при создании итерационных систем управления получили так называемые *неравноточные итерационные алгоритмы* построения [7-9], благодаря сравнительной простоте их технической реализации. В таких системах каждый последующий i -й канал вносит поправку $\delta_i^*(t)$ в сформированное предшествующими $(i-1)$ -им каналами текущее значение δ_{i-1} воспроизводимого сигнала, повышая эффективность системы по i -му выходу. При этом процесс воспроизведения итерационной N -канальной линейной системой полезного сигнала $x(t)$ с учетом влияния аддитивных помех в каналах может быть описан рекуррентными соотношениями вида

$$y_i(t) = y_{i-1}(t) + \delta_i^*(t), \quad (1)$$

$$y_i^*(t) = \int_{t_0}^t w_i^*(t - \tau_i) [x(\tau_i) - y_{i-1}(\tau_i) + f_i(\tau_i)] d\tau_i$$

$$\forall i = \overline{1, N}, \quad (2)$$

где $y_i(t)$ - i -ое приближение к $x(t)$, $y_0(t) = 0$; $y_N(t) \equiv y(t)$ - сигнал на выходе N -канальной системы; $y_i^*(t)$ - поправка, вносимая на i -ом этапе итераций; $w_i^*(t)$ - функция веса i -го замкнутого канала; $f_i(t)$ - помеха (шум), приведенная ко входу i -го автономного канала. Из (1), (2) для ошибок $\varepsilon_i(t) = x(t) - y_i(t)$ ($i = \overline{1, N}$) воспроизведения $x(t)$ в

установившемся режиме ($t_0 \rightarrow -\infty$) получим:

$$\begin{aligned}\varepsilon_0(t) &= x(t), \\ \varepsilon_i(t) &= \varepsilon_{i-1}(t) - \int_{-\infty}^t w_i^*(t-\tau_i) [\varepsilon_{i-1}(\tau_i) + f_i(\tau_i)] d\tau_i = \\ &= \int_{-\infty}^t e_i^*(t-\tau_i) \varepsilon_{i-1}(\tau_i) d\tau_i - \int_{-\infty}^t w_i^*(t-\tau_i) f_i(\tau_i) d\tau_i \\ &\quad \forall i = \overline{1, N}.\end{aligned}\quad (3)$$

В частности, при $i=N$ ошибка N -канальной системы

$$\begin{aligned}\varepsilon(t) \equiv \varepsilon_N(t) &= x(t) - y_N(t) = \int_{-\infty}^t e_N^*(t-\tau_N) \varepsilon_{N-1}(\tau_N) d\tau_N - \\ &- \int_{-\infty}^t w_N^*(t-\tau_N) f_N(\tau_N) d\tau_N,\end{aligned}\quad (4)$$

где $e_i^*(t-\tau_i) = \delta(t-\tau_i) - w_i^*(t-\tau_i)$ ($i = \overline{1, N}$) – функция веса ошибки i -го автономного канала, $\delta(t)$ – δ -функция Дирака.

Динамику многомерных, в том числе итерационных многоканальных, систем удобно описывать в векторно-матричной форме, используя операторные представления. На основании соотношений связи (1) – (4) получим следующие операторные уравнения, описывающие динамику неравноточной итерационной N -канальной системы:

$$\vec{y}(t) = M(p) \vec{x}(t), \quad (5)$$

$$\begin{aligned}\vec{\varepsilon}(t) &= \vec{\varepsilon}_x(t) + \vec{\varepsilon}_f(t) = E(p)x(t) - M_f(p)\vec{f}(t), \\ p &= d/dt,\end{aligned}\quad (6)$$

где

$$\begin{aligned}M = M_f &= \begin{bmatrix} W_1^* & 0 & 0 & \dots & 0 \\ W_1^* E_2^* & W_2^* & 0 & \dots & 0 \\ W_1^* E_2^* E_3^* & W_2^* E_3^* & W_3^* & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_1^* \prod_{\mu=2}^N E_\mu^* & W_2^* \prod_{\mu=3}^N E_\mu^* & W_3^* \prod_{\mu=4}^N E_\mu^* & \dots & W_N^* \end{bmatrix}; \\ E &= \begin{bmatrix} E_1^* \\ E_1^* E_2^* \\ E_1^* E_2^* E_3^* \\ \dots \\ \prod_{\mu=1}^N E_\mu^* \end{bmatrix}.\end{aligned}\quad (7)$$

Здесь $p = d/dt$ – оператор дифференцирования по времени; $M \equiv M(p)$ – операторная матрица, преобразующая в общем случае вектор входа системы $\vec{x}(t) = [x_1(t), x_2(t), \dots, x_N(t)]^T$ с элементами

$x_i(t) = \varepsilon_{i-1}(t) + f_i(t) \quad \forall i = \overline{1, N}$ в вектор выхода $\vec{y}(t) = [y_1(t), y_2(t), \dots, y_N(t)]^T$ и определяемая на основании (1), (2); $E \equiv E(p)$ и $M_f \equiv M_f(p)$ – операторные матрицы, преобразующие соответственно сам полезный сигнал $x(t)$ и вектор помех $\vec{f}(t) = [f_1(t), f_2(t), \dots, f_N(t)]^T$ в векторы ошибок многоканальной системы:

$$\begin{aligned}\vec{\varepsilon}_x(t) &= [\varepsilon_{1x}(t), \varepsilon_{2x}(t), \dots, \varepsilon_{Nx}(t)]^T \\ \text{и} \\ \vec{\varepsilon}_f(t) &= [\varepsilon_{1, f_1}(t), \varepsilon_{2, f_1, f_2}(t), \dots, \varepsilon_{N, f_1, f_2, \dots, f_N}(t)]^T,\end{aligned}$$

и определяемые на основании (3), (4). В матрицах (7) обозначено: $W_i^* \equiv W_i^*(p)$ ($i = \overline{1, N}$) – линейные дифференциальные операторы отдельных каналов, соответствующие функциям $w_i^*(t)$; $E_\mu^* \equiv E_\mu^*(p) = 1 - W_\mu^*(p)$ ($\mu = \overline{1, N}$) – операторы ошибок отдельных каналов, соответствующие $e_\mu^*(t)$.

Полученным операторным матрицам $M(p)$ и $E(p)$ удовлетворяют соответствующие им структуры неравноточных итерационных САУ [2,7,9]. Вариант структурной схемы неравноточной итерационной N -канальной воспроизводящей системы, предназначенной для измерения полезного сигнала, показан на рис.1, где $R_i^* \equiv R_i^*(\delta)$ ($i = \overline{1, N}$) – операторы отдельных разомкнутых каналов.

Из формул (3) – (7) и рис.1 видно, что в неравноточных итерационных многоканальных системах, в отличие от *равноточных* [7], ошибки $\varepsilon_i(t)$ уменьшаются с ростом номера $i = \overline{1, 2, \dots, N}$ канала воспроизведения. При этом точность воспроизведения задающего воздействия $x(t)$ N -канальной ($N \geq 2$) системой может быть существенно повышена по сравнению с одноканальной ($N=1$) за счет подключения дополнительных уточняющих каналов.

2 ФОРМИРУЮЩИЕ ПАРАМЕТРЫ КАНАЛОВ

Преимущественное применение в промышленных автоматизированных электромеханических системах получили системы управления унифицированными электроприводами с эталонной (или типовой) настройкой контуров управления и с возможностью перенастройки основных параметров регуляторов. Для синтеза таких систем используют метод *эталонных операторов* (ЭО), развитый применительно к итерационным многоканальным САУ в работах [2,5,10]. Согласно этому методу динамика процессов в каждом автономном канале многоканальной системы определяется некоторым выбранным эталонным оператором $W_{ji}^*(\delta)$ ($i = \overline{1, N}$). При этом реальные операторы каналов $W_i^*(\delta)$, соответствующие $w_i^*(t)$, представляются в виде:

$$W_i^*(p) = W_{ji}^*(r_i p) \quad \forall i = \overline{1, N}, \quad (8)$$

где r_i – формирующий параметр (масштабный мно-

житель), имеющий размерность времени; в этом случае $\Omega_i = r_i^{-1}$ характеризует полосу пропускания соответствующего i -го канала с эталонной настройкой;

$$W_{yi}(p) = \frac{D_{yi}(p)}{C_{yi}(p)} = \frac{d_{i,m_i} p^{m_i} + d_{i,m_i-1} p^{m_i-1} + \dots + d_{i1} p + d_{i0}}{c_{i,n_i} p^{n_i} + c_{i,n_i-1} p^{n_i-1} + \dots + c_{i1} p + c_{i0}} \quad (9)$$

- заданные (или синтезированные) эталонные операторы, соответствующие принятым типовым настройкам каналов.

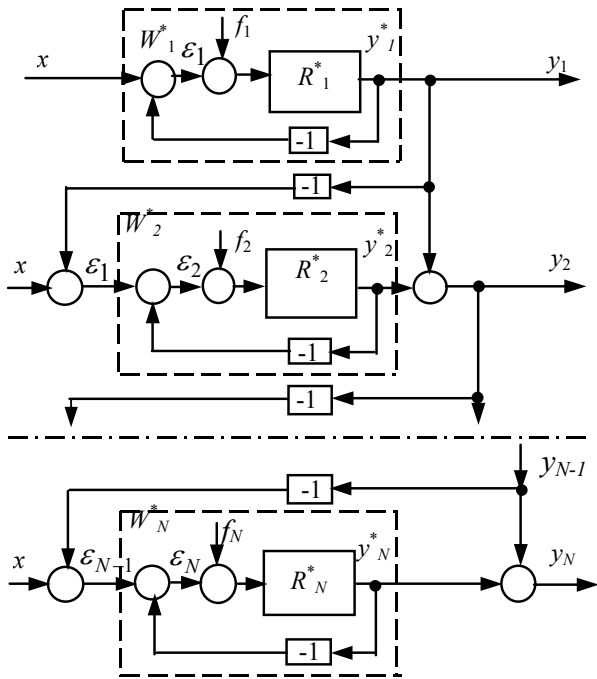


Рис.1. Вариант структурной схемы итерационной N -канальной воспроизводящей системы.

Из (8), (9) следует, что с физической точки зрения каждый формирующий параметр r_i ($i = \overline{1, N}$) определяет реальную полосу пропускания $\Omega_{\Pi i}$ соответствующего i -го канала с эталонной настройкой, не меняя при этом характера динамики заданных (эталонных) характеристик, в частности, частотной характеристики канала $W_{yi}(\omega)$, где $\omega = 2\pi\Omega$ - угловая частота (скорость), рад/с . Поэтому, не нарушая общности, примем: $r_i^{-1} \equiv \Omega_i = \Omega_{\Pi i} \quad \forall i = \overline{1, N}$.

Учитывая, что воспроизводящие системы обладают астатизмом, как правило, не ниже первого порядка, то есть в формуле (9) $c_{i0} = d_{i0} \quad \forall i = \overline{1, N}$, для операторов ошибок каналов многоканальной воспроизводящей системы с учетом (8), (9) можно записать

$$E_{yi}(p) = 1 - W_{yi}(p) = \frac{\delta^{v_{yi}^*}}{k_{yi}^*} E_{yi}^*(p), \quad E_{yi}^*(0) = 1;$$

$$E_i^*(p) = E_{yi}^*(r_i p) = \frac{r_i^{v_{yi}^*}}{k_{yi}^*} p^{v_{yi}^*} \tilde{A}_{yi}^*(r_i p) \quad \forall i = \overline{1, N}, \quad (10)$$

где $v_{yi}^* \geq 1$ и k_{yi}^* - порядок астатизма и коэффициент

усиления i -го канала. Из (10) для коэффициента ошибки k_{ex} , характеризующего величину сигнала ошибки $\varepsilon_x(t)$ N -канальной системы с эталонной настройкой, получим:

$$k_{ex} = \frac{\prod_{i=1}^N r_i^{v_{yi}^*}}{\prod_{i=1}^N k_{yi}^*}. \quad (11)$$

Отсюда видно, что при обращении в нуль любого из масштабных множителей $r_i = 0$ ($i = \overline{1, N}$), что соответствует бесконечной полосе пропускания этого канала, имеет место полная инвариантность итерационной системы по отношению к полезному сигналу $x(t)$.

Значения формирующих параметров r_i ($i = \overline{1, N}$) характеризуют также соотношения между полосами пропускания отдельных каналов. Если оператор первого канала принят в качестве эталонного $W_1^*(p) \equiv W_{y1}(p)$ ($r_1 = 1$), то числа $r_2, r_3, \dots, r_N$ показывают, во сколько раз полоса пропускания k -го ($k = \overline{2, N}$) канала Ω_k шире (если $r_k < 1$) полосы пропускания первого Ω_1 . Как видно из (11), с увеличением полосы пропускания ($r_k < 1$) уменьшается значение коэффициента ошибки k_{ex} и увеличивается компенсирующее действие k -го ($k = \overline{2, N}$) канала по сигналу ошибки $\varepsilon_\delta(t)$.

В качестве эталонной системы, получившей широкое применение при синтезе воспроизводящих САУ, примем фильтр Боттерворта n -го порядка [2], для которого с учетом (9)

$$W_y(p) = \frac{D_y(p)}{\tilde{N}_y(p)} = \frac{1}{\tilde{N}_y(p)}, \quad (12)$$

где характеристический полином $C_y(p)$ в зависимости от порядка n ($n \leq 3$) имеет вид:

$$C_y(p) = T_y p + 1, \quad (13)$$

$$C_y(\delta) = T_y^2 p^2 + 1,41 \delta_y p + 1, \quad (14)$$

$$\tilde{N}_y(\delta) = T_y^3 p^3 + 2\delta_y^2 p^2 + 2\delta_y p + 1.$$

Фильтр Боттерворта, как известно, имеет частотные характеристики компактно расположенные относительно частоты $\Omega_y = T_y^{-1}$ и является приближением к идеальному ФНЧ.

Таким образом, динамика i -го канала, описываемая заданным эталонным оператором (9), соответствует принятой типовой настройке канала и зависит от одного формирующего параметра r_i , определяющего полосу пропускания этого канала. При этом метод ЭО позволяет определить влияние каждого из каналов с заданной эталонной настройкой $W_{yi}(\delta)$ ($i = \overline{1, N}$) на динамические свойства N -канальной системы с помощью минимального числа формирующих параметров $r_1, r_2, \dots, r_N$, равного числу каналов. В результате сложная задача синтеза оптимальных операторов N -канальной итерационной системы сводится к более

простой задаче параметрической оптимизации в области формирующих параметров. Вопросы анализа и синтеза собственно итерационных многоканальных систем, в том числе с эталонной настройкой каналов, рассмотрены, в частности, в работах [5,6,10,11].

3 ОШИБКИ И СТРУКТУРЫ НЕРАВНОТОЧНОЙ ИТЕРАЦИОННОЙ ДВУХКАНАЛЬНОЙ ($N=2$) ВОСПРОИЗВОДЯЩЕЙ СИСТЕМЫ

Из-за относительно высокой стоимости технической реализации, производства и эксплуатации реальных многоканальных систем, построенных по итерационному принципу, преимущественное применение для повышения точности воспроизведения законов управления получили, прежде всего, двухканальные ($N=2$) итерационные системы с эталонной настройкой [4,8,9,12,13]. Соотношения (3) - (9) позволяют исследовать влияние динамических характеристик каждого из каналов на динамические свойства двухканальной системы.

Ошибку воспроизведения $x(t)$ неравноточной итерационной двухканальной системой получим из формул (6), (7) при $N=2$:

$$\varepsilon(t) \equiv \varepsilon_2(t) = \varepsilon_x(t) + \varepsilon_f(t) + \varepsilon_\varphi(t) = E_1^*(p) E_2^*(p) x(t) - W_1^*(p) E_2^*(p) f(t) - W_2^*(p) \varphi(t), \quad (15)$$

где

$$\varepsilon_x(t) \equiv \varepsilon_{2x}(t) = E_1^*(p) E_2^*(p) x(t), \quad (16)$$

$$\varepsilon_f(t) \equiv \varepsilon_{2,f1}(t) = -W_1^*(p) E_2^*(p) f(t), \quad (17)$$

$$\varepsilon_\varphi(t) \equiv \varepsilon_{2,f2}(t) = -W_2^*(p) \varphi(t) \quad (18)$$

- составляющие установившегося значения ошибки системы соответственно по задающему воздействию $x(t)$ и от действия помех $f(t) = f_1(t)$ на первый и $\varphi(t) = f_2(t)$ на второй каналы.

Ошибку одноканальной (*грубой*) системы найдем, полагая в (15) $W_2^*(p) = 0$; $E_2^*(p) = 1 - W_2^*(p) = 1$:

$$\begin{aligned} \delta(t) \equiv \varepsilon_1(t) &= \delta_x(t) + \delta_f(t) = \\ &= E_1^*(p) x(t) - W_1^*(p) f(t), \end{aligned} \quad (19)$$

где

$$\delta_x(t) \equiv \varepsilon_{1x}(t) = E_1^*(p) x(t), \quad (20)$$

$$\delta_f(t) \equiv \varepsilon_{1,f1}(t) = -W_1^*(p) f(t) \quad (21)$$

- составляющие установившегося значения ошибки первого, *грубого* канала двухканальной системы соответственно по задающему воздействию $x(t)$ и помехе $f(t)$.

Тогда вместо (15) для двухканальной системы получим

$$\varepsilon(t) = E_2^*(p) \delta(t) - W_2^*(p) \varphi(t),$$

откуда с учетом (16) – (18) видно, что при $W_2^*(p) \approx 1$, то есть при достаточно широкополосном втором, *точном* канале:

$$\varepsilon_x \approx \varepsilon_f \approx 0, \quad \varepsilon(t) \rightarrow -\varphi(t).$$

Из приведенных соотношений следует, что в неравноточной итерационной двухканальной системе на

выходе второго, *точного* канала имеет место одновременная компенсация ошибок, обусловленных как задающим воздействием $x(t)$, так и помехой $f(t)$, приложенной к первому, *грубому* каналу. Помеха $\varphi(t)$, приложенная ко второму каналу, не компенсируется. В этом смысле каналы не равноценны.

В *подклассе* итерационных двухканальных систем [2-4,6,8,9] первый, *грубый* канал W_1^* (см. рис.1 при $N=2$) несет на себе основную силовую нагрузку в реализации задачи воспроизведения $x(t)$ ($y_1^* \approx x$) и обладает необходимым усилением по мощности. Второй, *точный* канал W_2^* – маломощный, но имеет, как правило, значительно более широкую полосу пропускания Ω_2 ($\Omega_2 > \Omega_1$) и относительно невысокий уровень помех $\varphi(t)$. Задача второго канала – компенсация сигнала ошибки $\delta(t)$ (19) воспроизведения $x(t)$ первым, *грубым* каналом W_1^* , для чего он должен иметь высококачественное (например, цифровое) измерительное устройство. С учетом этого первый канал принято также называть *основным*, а второй – *компенсирующим*.

В итерационных двухканальных измерительных системах выходная величина $y(t)$ формируется по разомкнутому циклу, что предъявляет высокие требования к точности суммирования $y_1^*(t)$ и $y_2^*(t)$. Структуры итерационных измерительных систем, рассмотренные в работах [6,10,11] и на рис.1, неприменимы, если выход системы связан с силовой нагрузкой.

Варианты структурных схем итерационных двухканальных воспроизводящих систем с контролем выходной величины $y_2(t) \equiv y(t)$ по замкнутому циклу показаны на рис.2,а,б, где $R_i^* \equiv R_i^*(p)$ ($i=1,2$) – операторы отдельных разомкнутых каналов. Эти структуры также реализуют неравноточный итерационный алгоритм воспроизведения (1) - (7) при $N=2$. Однако, в отличие от структуры на рис. 1, структуры на рис.2 соответствуют итерационным системам, выход которых связан с инерционной (силовой) нагрузкой.

Выводы. 1. Показано, что при $w_i^*(t) \rightarrow \delta(t)$ на i -ом выходе итерационной многоканальной системы эквивалентный полезный сигнал воспроизводится практически без искажений, то есть достигается компенсация не только динамических ошибок воспроизведения задающего воздействия $x(t)$, но и ошибок от воздействия помех $f_1(t)$, $f_2(t)$, ..., $f_{i-1}(t)$ на предшествующие каналы. Наличие помехи $f_N(t) \neq 0$ в последнем уточняющем канале ($i=N$) ограничивает достижение максимально высокой точности воспроизведения с помощью неравноточных итерационных систем, так как ошибка, обусловленная $f_N(t)$, остается некомпенсированной. Вместе с тем, интенсивность помехи $f_N(t)$, как правило, весьма незначительна.

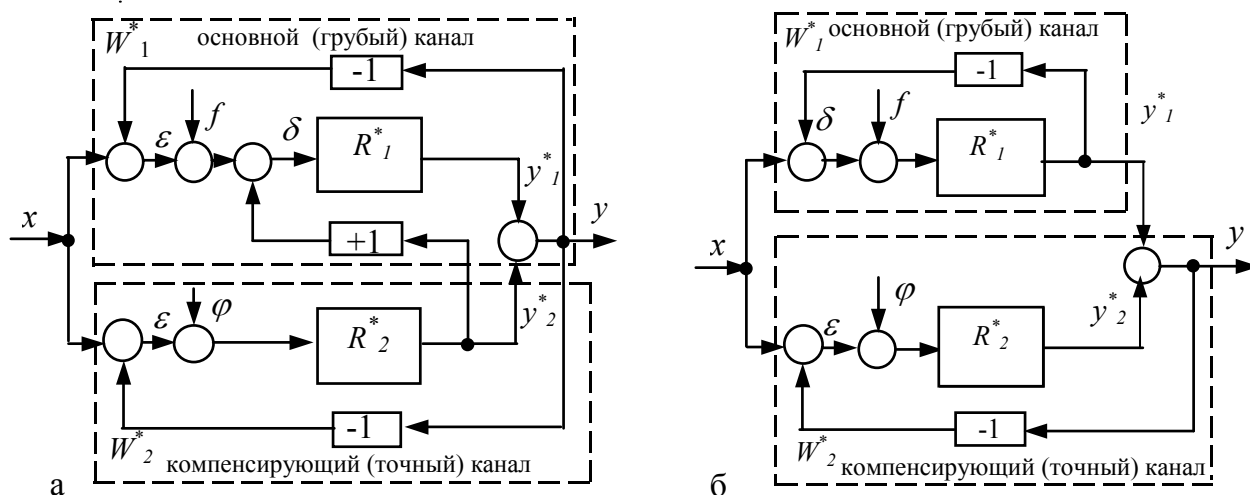


Рис. 2. Варианты структурных схем итерационных двухканальных воспроизводящих систем с контролем выходной величины по замкнутому циклу.

2. Получена удобная векторно-матричная форма (5) - (7) формального описания неравноточного итерационного алгоритма функционирования многоканальных САУ при наличии помех. Показаны преимущества метода ЭО применительно к задаче синтеза итерационных многоканальных систем.

3. Рассмотрены выражения для ошибок и варианты структурной схемы неравноточной итерационной двухканальной ($N=2$) воспроизводящей системы с контролем выходной величины $y(t)$ по замкнутому циклу и при наличии помех $f(t) = f_1(t)$ и $\varphi(t) = f_2(t)$, приведенных по входам соответственно первого и второго каналов управления.

Полученные результаты подтверждают принципиальную возможность эффективного решения проблемы повышения точности воспроизведения полезного сигнала при наличии аддитивных возмущений с помощью неравноточных итерационных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Клубникин П.Ф. Объединенные следящие системы с двумя приводами // Автоматика и телемеханика. – 1959. – Т. XX. – №2. – С. 161-175.
- [2] Осмоловский П.Ф. Итерационные многоканальные системы автоматического управления. – М.: Сов. радио, 1969. – 256 с.
- [3] Следящие приводы. В 2-х кн. / Под ред. Б.К. Чемоданова. Кн. Первая. – М.: Энергия, 1976. – 480 с.
- [4] Никольский А.А. Точные двухканальные следящие электроприводы с пьезокомпенсаторами. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 160 с.
- [5] Худяев А.А. Алгоритм расчета дисперсий ошибок многоканальных итерационных систем методом рекуррентных уравнений // Автоматика. – 1986. – №6. – С. 43 – 52.
- [6] Осмоловский П.Ф., Худяев А.А. Влияние запаздывания входных координат на динамическую точность двухканальной итерационной измерительной системы // Автоматика. – 1990. – №2. – С. 35 – 42.
- [7] Худяев А.А., Московец В.И. Эффективность итерационных алгоритмов построения следящих систем с неидентичными входными координатами // Автоматизация технологических процессов и производств. – Харьков: ХАИ, 1988. – С. 130 – 143.

- [8] Никольский А.А. Новые высокоточные электроприводы с пьезокомпенсаторами для станков, механизмов и приборов // Электротехника. – 1993. – №1. – С. 27 – 31.
- [9] Многоканальные итерационные системы управления: Учебное пособие / Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.Н. Богаенко и др. – К.: НПК "КИА", 1998. – 224 с.
- [10] Худяев А.А., Гвоздева Е.В. Автоматизированное проектирование итерационных многоканальных систем с эталонной настройкой каналов // Вестник ХГПУ. Сборник научных трудов. Тематический выпуск 113. – Харьков: ХГПУ, 2000. – С. 49 – 56.
- [11] Худяев А.А. Оптимальные структуры каналов управления и оценка точности в классе итерационных многоканальных воспроизводящих систем // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 52 – 54.
- [12] Двухкорный линейный синхронный привод обрабатывающего центра / Б.И. Кузнецов, А.А. Худяев, И.М. Некрасов, В.И. Русаев // Электротехника. – 1993. – №4. – С. 11 – 18.
- [13] Худяев А.А. Многоканальный прецизионный линейный электропривод для станков инструментального производства // Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика: Вестник ХГПУ. Спец. выпуск. – Харьков: ХГПУ, 1998. – С. 279 – 280.

Поступила 09.06.2003

РОЗРАХУНОК СТАТИЧНИХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННИХ МОТОРІВ

Чабан В., д.т.н., проф., Білий Л., к.т.н., Чабан А., к.т.н.
Національний університет "Львівська політехніка"
Україна, 79013, Львів, вул. С. Бандери, 12, НУ "ЛП"
E-mail: vipurtov@polynet.lviv.ua.

Запропоновано метод розрахунку статичних характеристик насиченого асинхронного мотора, виходячи з побудови моделі чутливості до початкових умов. Рівняння періодичності розв'язуються ітераційним методом Ньютона. На кожній ітерації інтегруються рівняння електромеханічного стану та їх рівняння першої варіації. Стійкі і нестійкі усталені стани визначаються зонами притягання нульового наближення. Розраховано два усталених стани з множини можливих – стійкий і нестійкий.

Предложен метод расчета статических характеристик насыщенного асинхронного двигателя, исходя из построения модели чувствительности к начальным условиям. Уравнения периодичности решаются итерационным методом Ньютона. На каждой итерации интегрируются уравнения электромеханического состояния и уравнения их первой вариации. Устойчивые и неустойчивые состояния определяются зонами нулевого притяжения. Рассчитаны два установившихся состояния из множества возможных – устойчивое и неустойчивое.

ВСТУП

Задача математичного моделювання усталених процесів асинхронних моторів належить до важливих теоретичних проблем електромеханіки. У даній роботі пропонується сучасний метод розрахунку статичних характеристик насиченого асинхронного мотора. Обчислювальний процес здійснюється на підставі розв'язання двоточкової крайової задачі диференціальних рівнянь електромеханічного стану. Диференціальні рівняння електромеханічного стану інтегруються, виходячи не з заданих початкових умов, а з таких, що виключають перехідну реакцію і уможливають входити безпосередньо в усталений процес, обминаючи перехідний. Усю множину усталених рівноваг електромагнітного і механічного моментів досягаємо зміною сталого механічного моменту на валу машини. Стійкі і нестійкі стани статичної характеристики машини (залежності швидкості (ковзання) від механічного моменту на валу) одержуємо за рахунок варіації нульового наближення в ньютонівському ітераційному процесі розв'язання рівнянь періодичності. Розв'язання таких рівнянь вимагає інтегрування на кожній ітерації не тільки рівнянь стану, але і диференціальних рівнянь їх першої варіації. Заслугою методу є ще й те, що в результаті розв'язання двоточкової крайової задачі диференціальних рівнянь стану ми одержуємо вичерпну інформацію про усталений процес – струми, напруги, моменти, магнітні потоки у симетричних і несиметричних режимах тощо.

МАТЕМАТИЧНА МОДЕЛЬ

Диференціальні рівняння асинхронного мотора запишемо у вигляді [1]

$$\begin{aligned} \frac{di_s}{dt} &= A_s(u_s - R_s i_s) + A_{SR}(\Omega \Psi_R - r_R i_R); \\ \frac{di_R}{dt} &= A_{RS}(u_s - R_s i_s) + A_R(\Omega \Psi_R - r_R i_R). \end{aligned} \quad (1)$$

Тут $i_s = (i_{SA}, i_{SB})_t$; $i_R = (i_{RA}, i_{RB})_t$ – колонки фазних струмів статора й перетворених струмів ротора; A_s, A_{SR}, A_{RS}, A_R – матриці коефіцієнтів:

$$A_s = \alpha_s(1 - \alpha_s G); A_{SR} = A_{RS} = -\alpha_s \alpha_R G; A_R = \alpha_R(1 - \alpha_R G), \quad (2)$$

де G – матриця

$$G = \begin{bmatrix} T + b_A i_A & b_B i_A \\ b_A i_B & T + b_B i_B \end{bmatrix}, \quad (3)$$

причому

$$\begin{aligned} b_A &= b(2i_A + i_B); \quad b_B = b(i_A + 2i_B); \quad b = \frac{2}{3} \frac{R - T}{i_m^2}; \\ R &= \frac{1}{\alpha_s + \alpha_R + \rho}; \quad T = \frac{1}{\alpha_s + \alpha_R + \tau}. \end{aligned} \quad (4)$$

Тут τ, ρ – обернені статична й диференціальна індуктивність, їх знаходимо за характеристикою намагнічування (холостого стану) машини $\Psi_m = \Psi_m(i_m)$ як:

$$\tau = \left[\frac{\Psi_m(i_m)}{i_m} \right]^{-1}; \quad \rho = \left[\frac{d\Psi_m(i_m)}{di_m} \right]^{-1}, \quad (5)$$

де i_m – модуль просторового вектора намагнічувальних струмів

$$i_m = 2\sqrt{(i_A^2 + i_A i_B + i_B^2)/3}; \quad i_A = i_{SA} + i_{RA}; \quad i_B = i_{SB} + i_{RB}. \quad (6)$$

При відсутності насичення характеристика намагнічування вироджується в пряму $i_m = \alpha_m \Psi_m$, де α_m – обернена основна індуктивність машини, матриця (3) вироджується згідно з (4), (5), (6) у скаляр

$$G = \frac{1}{\alpha_s + \alpha_R + \alpha_m}, \quad (7)$$

що значно спрощує рівняння (1). У такому разі ми отримуємо найпростішу з усіх відомих математичну модель асинхронного мотора. R_s, R_R – матриці опорів

$$R_s = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2r_{SA} + r_{SC} & r_{SC} - r_{SB} \\ r_{SC} - r_{SA} & 2r_{SB} + r_{SC} \end{bmatrix}; \quad R_R = r_R, \quad (8)$$

причому r_{SA}, r_{SB}, r_{SC} – опори фаз статора; r_R – приведений опір лобових частин обмотки ротора. Матриця R_s одержана з урахуванням напруги зміщення нейтралів джерела й обмотки статора. За умови $r_{SA} = r_{SB} = r_{SC} = r_s$ матриця R_s вироджується в скаляр: $R_s = r_s$ подібно до випадку симетричного ротора.

Ω = матриця кутової швидкості

$$\Omega = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (9)$$

Колонки повних потокозчеплень обмоток $\Psi_S = (\Psi_{SA}, \Psi_{SB})_t$; $\Psi_R = (\Psi_{RA}, \Psi_{RB})_t$ знаходимо згідно з (5)-(6)

$$\Psi_{Sj} = \frac{1}{\tau} i_j + \frac{1}{\alpha_s} i_{sj}; \quad \Psi_{Rj} = \frac{1}{\tau} i_j + \frac{1}{\alpha_r} i_{rj}. \quad (10)$$

Рівняння електромагнітного стану слід доповнити рівняннями механічного стану, щоб обчислити кутову швидкість ω , що фігурує в (9). Це рівняння одержане на підставі рівняння Лагранжа другого роду, нехтуючи штивністю й дисипацією тіла ротора,

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{p_0}{J} (M_E - M(\omega)), \quad (11)$$

де $M(\omega)$ - механічний момент; p_0 - число пар магнітних полюсів; J - момент інерції ротора; M_E - електромагнітний момент

$$M_E = \sqrt{3} p_0 (\Psi_{RA} i_{SB} - \Psi_{RB} i_{SA}), \quad (12)$$

Формулу (12) одержано, виходячи з запасу електричної енергії в контурах машини.

Система диференціальних рівнянь (1), (11) становить математичну модель асинхронного мотора. Ця модель призначається для аналізу перехідних і установлених процесів.

Для практичного користування запропонованою нами необхідно знати такі вхідні дані:

- r_s, r_r - опори обмоток статора й ротора;
- α_s, α_r - обернені індуктивності дисипації обмоток статора й ротора;
- характеристику холостого стану $\psi_m = \psi_m(i_m)$, а при неврахуванні насичення головного магнітного кола - обернену основну індуктивність машини α_m ;
- p_0, J - число пар магнетних полюсів і момент інерції ротора;

Вхідними сигналами є:

- $u_{SA} = U_m \sin(\omega t + \varphi)$, $u_{SB} = U_m \sin(\omega t + \varphi - 120^\circ)$ - фазні напруги живлення;

- $M = M(\omega)$ - механічний момент на валу.

Вихідними величинами є:

- $i_{SA}, i_{SB}, i_{SC} = -i_{SA} - i_{SB}$ - фазні струми статора;
- ω, M_E - кутова швидкість ротора та електромагнітний момент.

Утворимо колонку невідомих

$$x = (i_s, i_r, \omega)_t. \quad (13)$$

Наложимо на функцію (13) умову періодичності

$$F(x(0)) = x(0) - x(x(0), T) = 0, \quad (14)$$

де T - період.

Трансцендентне рівняння (14) розв'язуємо ітераційним методом Ньютона

$$x(0)^{(k+1)} = x(0)^{(k)} - [F'(x(0)^{(k)})]^{-1} F(x(0)^{(k)}), \quad (15)$$

де

$$F'(x(0)) = 1 - \Sigma(T). \quad (16)$$

Матрицю монохромії знаходимо згідно з [1]

$$\Sigma = (Az, w)_t, \quad (17)$$

Субматрицю z у (17) знаходимо з рівняння першої варіації від (1)

$$\frac{dz}{dt} = (\Omega - RA) + \frac{\partial \Omega}{\partial \omega} w \Psi. \quad (19)$$

$$A = \begin{bmatrix} A_s & A_{sr} \\ A_{rs} & A_r \end{bmatrix}; \quad \Omega = \frac{\omega}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -1 & -2 \\ 2 & 1 \end{bmatrix}. \quad (20)$$

Субматрицю w знаходимо диференціюючи (12)

$$\frac{dw}{dt} = \frac{p_0}{J} \left(\sqrt{3} p_0 \left(\frac{\partial \Psi_{SA}}{\partial x(0)} i_{SB} + \Psi_{SA} \frac{\partial i_{SB}}{\partial x(0)} - \frac{\partial \Psi_{SB}}{\partial x(0)} i_{SA} - \Psi_{SB} \frac{\partial i_{SA}}{\partial x(0)} \right) - \frac{\partial M(\omega)}{\partial \omega} w \right). \quad (21)$$

Частинні похідні

$$\frac{\partial i_{Sj}}{\partial x(0)}, \quad \frac{\partial \Psi_{Sj}}{\partial x(0)}, \quad j = A, B \quad (22)$$

є елементами матриці Az і z тому вони заздалегідь відомі.

На кожній ітерації формули (15) сумісному інтегруванню на часовому інтервалі T підлягає система звичайних диференціальних рівнянь (1), (11), (19), (21). Початкове наближення $x(0)$ задається, а наступні обчислюються згідно з (15), а для z і w знаходяться згідно з виразом

$$S(0) = \text{diag}(A^{-1}, 1). \quad (23)$$

АЛГОРИТМ РОЗРАХУНКУ

1. Маючи на k -й ітерації $x(0)^{k-1}$, $S(0)^{k-1}$ (на першому кроці початкові значення $x(0)^0$, $S(0)^0$) інтегруємо рівняння (1), (11), (19), (21) на інтервалі часу від 0 до T .

Звертаємо увагу на те, що матричні операції в (19) здійснюються за правилами дій із 3-матрицями (просторовими матрицями), але достатньо перемножити w на Ψ за правилами 3-матриць, як подальший обчислювальний процес зводиться до дій над звичайними 2- і 1-матрицями. У результаті отримаємо

$$w\Psi = \begin{bmatrix} w_1 \Psi_{RA} & w_2 \Psi_{RA} & w_3 \Psi_{RA} & w_4 \Psi_{RA} & w_5 \Psi_{RA} \\ w_1 \Psi_{RB} & w_2 \Psi_{RB} & w_3 \Psi_{RB} & w_4 \Psi_{RB} & w_5 \Psi_{RB} \end{bmatrix}, \quad (24)$$

де $w_1, \dots, w_5$ - елементи 1-матриці w .

2. Згідно (17) обчислюємо матрицю чутливостей до початкових умов.

3. Згідно (16) знаходимо матрицю $F'(x(0)^k)$.

4. В результаті ітераційного процесу за формулою (15) знаходимо уточнене значення початкових умов $x(0)^{k+1}$.

5. Процес обчислень повторюється доти, поки не виконається задана умова точності ітераційного процесу

$$\text{mod}(X(0)^k / X(0)^{k+1} - 1) < \varepsilon. \quad (25)$$

Якщо ця умова не виконується, то розрахунок

повторюється з п. 1, у противному разі закінчуємо процес симуляції.

РЕЗУЛЬТАТИ СИМУЛЯЦІЇ

Результати симуляції виконані для вхідних даних, що приблизно відповідають реальним експлуатаційним умовам асинхронного мотора А12-52-8А:

$r_S = 1,27 \text{ Ом}$, $r_R = 1,31 \text{ Ом}$; $\alpha_S = 38,9 \text{ Гн}^{-1}$, $\alpha_R = 35,7 \text{ Гн}^{-1}$; характеристику холостого стану $\psi_m = \psi_m(i_m)$:

$$\psi_m = \begin{cases} 9i_m, & \text{if } i_m \leq 11; \\ 9 + 0,818(i_m - 11) + 0,0064(i_m - 11)^2 + \\ + 0,000147(i_m - 11)^3, & \text{if } 11 < i_m < 40; \\ 0,2375 + 13/i_m, & \text{if } 40 \leq i_m; \end{cases}$$

$$p_0 = 4, J = 64,5 \text{ Нм}^2.$$

Вхідні сигнали:

$$u_{SA} = 4900\sin(314t), u_{SB} = 4900\sin(314t - 120^\circ).$$

На рис. 1-4 показані результати симуляції станів асинхронного мотора. Стійкий стан було отримано при нульовому наближенні $x(0)^0 = (0,0,0,0,314)$; $x(0)^0 = 0$.

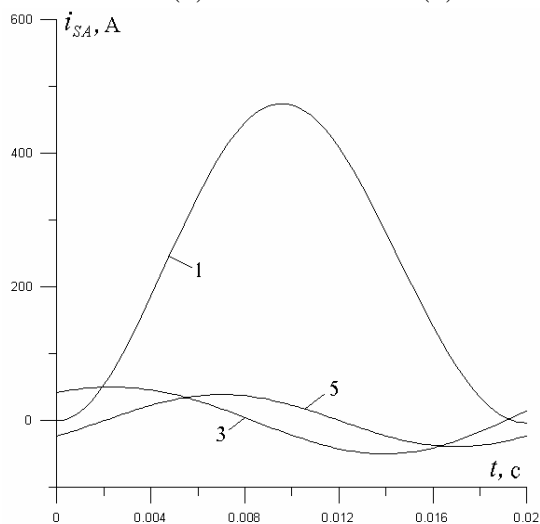


Рис. 1. Розрахункові криві струму фази А статора на 1-й, 3-й, 5-й ітераціях, що привели до стійкого усталеного стану

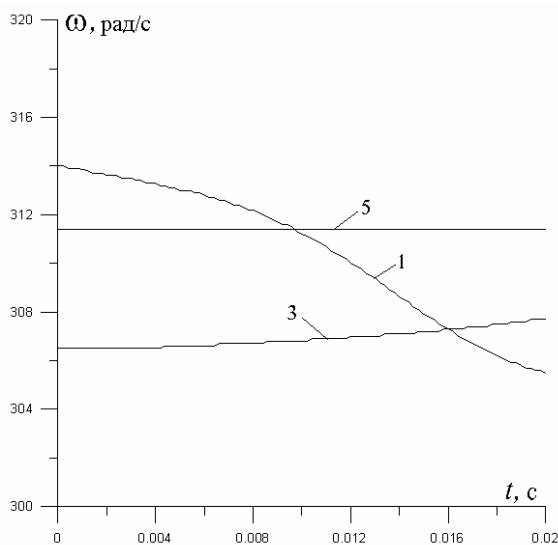


Рис. 2. Розрахункові криві кутової швидкості

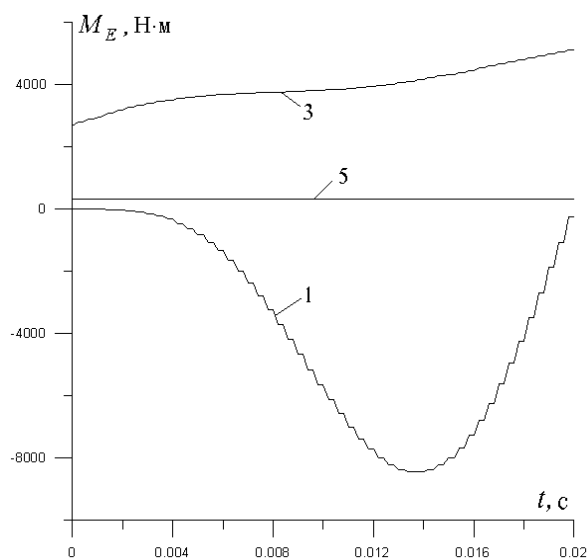


Рис. 3.. Розрахункові криві електромагнетного момента

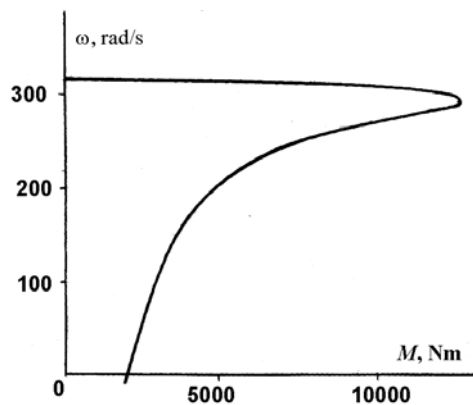


Рис. 4. Статична механічна характеристика: залежність кутової швидкості від механічного момента на валу машини

За сукупністю характеристик, зображених на рис. 2 і 3, може бути побудована механічна характеристика $M_E = M_E(\omega)$ або $M_E = M_E(s)$, де s – ковзання машини. Стійкий стан при номінальному навантаженні (2900 Нм) наступив при швидкості 311 рад/с, а нестійкий – при 101 рад/с. Аналіз мультиплікаторів матриці монохромії (17) підтверджує математично, що перший стан стійкий, а другий нестійкий, що відповідає фізиці процесу.

На рис. 4 показано розрахункову механічну характеристику $\omega = \omega(M)$. Перебіг її у нестійкій зоні не можна одержати ні експериментально, ні розрахунково на підставі відомих до цього методів.

ЛІТЕРАТУРА

[1] Чабан В. Математичне моделювання електромеханічних процесів. – Львів, 1997, 344 с.

Надійшла 21.04.2003

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКАЯ СТОЙКОСТЬ ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ТОНКОСТЕННОГО ТОКОПРОВОДА К ВОЗДЕЙСТВИЮ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ «Молния» Национального технического университета

«Харьковский политехнический институт»

Украина, 61013, г. Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»

тел. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Запропоновано розрахункове співвідношення для наближеного визначення гранично допустимих амплітудних значень розрядного струму високовольтних електрофізичних установок у циліндричному тонкостінному струмопроводі за умовою забезпечення його електродинамічної стійкості. Результати, які одержані, можуть знайти практичне застосування в техніці сильних електричних та магнітних полів.

Предложено расчетное соотношение для приближенного определения предельно допустимых амплитудных значений разрядного тока высоковольтных электрофизических установок в цилиндрическом тонкостенном токопроводе по условию обеспечения его электродинамической стойкости. Полученные результаты могут найти практическое применение в технике сильных электрических и магнитных полей.

ВВЕДЕНИЕ

В высоковольтных электрофизических установках (ВЭФУ) с емкостными накопителями энергии (ЕНЭ), используемых для получения больших импульсных токов (БИТ) нано- и микросекундной длительности, широкое применение находят круглые трубчатые токопроводы из неферромагнитного материала с высокой удельной электропроводимостью (например, меди и алюминия) [1-3]. Известно, что при протекании по таким токопроводам аксиальных БИТ, вызывающих появление вокруг токопроводов азимутальных импульсных магнитных полей (ИМП), в результате электромагнитного взаимодействия тока токопровода с его собственным ИМП по аналогии с известными явлениями в канале сильноточного искрового разряда возникает пинч-эффект [2,4], приводящий к появлению в стенке токопровода радиально направленного к его центру магнитного давления P . В этом случае при определенных условиях стенка трубчатого токопровода будет не в состоянии противостоять сжимающему ее электро-динамическому усилию, что может приводить к упругой или пластической деформации токопровода, т.е. к потере его стенкой устойчивости и соответственно электродинамической стойкости. При рациональном проектировании указанных токопроводов разработчику необходимо выполнять требования как по минимизации их весогабаритных характеристик, так и по обеспечению электродинамической стойкости токопроводов к воздействию протекающих по ним БИТ амплитудой в десятки и сотни килоампер. Кроме того, аналогичные задачи требуется решать и при выборе круглых токоведущих частей высоковольтных электрических аппаратов, работающих в условиях кратковременного воздействия на них аварийных токов короткого замыкания промышленной частоты 50Гц амплитудой в десятки килоампер [5,6], а также при обеспечении электродинамической стойкости цилиндрических металлических оболочек, трубчатых элементов конструкции из алюминиевых сплавов и полых проводников силовых электрических цепей аэрокосмических объектов и электроэнергетических устройств к воздействию импульсных токов молнии микросекундной длительности амплитудой в десятки (сотни) килоампер [7,8].

Наблюдаемые на практике прямые удары молнии в летательные аппараты военного и гражданского назначения, вызывающие как отказы в работе бортового электро- и радиооборудования и навигационных приборов, так и разрушения их несущих металлических конструкций с катастрофическими последствиями для аппаратов в целом, являются неоспоримым тому подтверждением [9]. В настоящее время отсутствуют данные по выбору предельно допустимых амплитудных значений БИТ для цилиндрических трубчатых токопроводов по условию обеспечения их электродинамической стойкости.

Целью данной статьи является получение приближенного расчетного соотношения для выбора предельно допустимых амплитудных значений разрядного тока ВЭФУ с ЕНЭ в цилиндрических тонкостенных токопроводах, при протекании которого в аксиальном направлении последних обеспечивается их электродинамическая стойкость.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

Рассмотрим в цилиндрической системе координат прямолинейный немагнитный трубчатый цилиндрический токопровод, жестко подсоединенный с обоих концов к элементам разрядной цепи ВЭФУ ЕНЭ (рис.1). На рис.1 приняты следующие обозначения: 1- исследуемый токопровод длиной ℓ с наружным b и внутренним a радиусами и толщиной стенки h ; 2,3- массивные контактные элементы подсоединения торцов токопровода 1 к разрядной цепи ВЭФУ. Примем, что вдоль оси OZ рассматриваемого токопровода протекает разрядный ток $i_p(t)$ ВЭФУ с ЕНЭ (см. стрелку на рис.1), амплитудно-временные параметры (АВП) которого описываются следующим известным выражением [3,10]:

$$i_p(t) = \beta_p I_m \exp(-\delta t) \cdot \sin \omega t, \quad (1)$$

где I_m – амплитуда первой полуволны разрядного тока ВЭФУ; δ, ω – соответственно коэффициент затухания и круговая частота разрядного тока ВЭФУ; $\beta_\delta = [\exp(-\delta / \omega \cdot \arccctg \delta / \omega) \cdot \sin(\arccctg \delta / \omega)]^{-1}$ – нормирующий коэффициент.

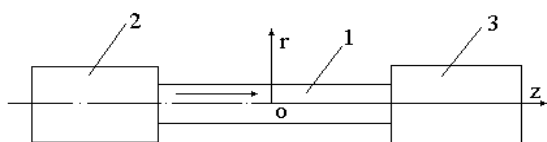


Рис.1

Считаем, что при анализе напряженно-деформированного состояния (НДС) цилиндрического тонкостенного токопровода выполняются следующие допущения: токопровод с геометрическими размерами $l \gg b, h$ выполнен из изотропного немагнитного материала, физико-механические и электрофизические характеристики которого остаются неизменными в течение всего процесса воздействия на него БИТ [2]; магнитное давление P как в азимутальном, так и аксиальном направлениях длинного токопровода равномерно приложено к его наружной цилиндрической поверхности; материал токопровода удовлетворяет модели упругопластического тела [11]; влиянием торцевых зон подсоединения длинного токопровода к элементам разрядной цепи ВЭФУ на осевую и круговую неоднородность магнитного давления P пренебрегаем [2,3]. При рассматриваемом поперечном нагружении магнитным давлением P цилиндрической оболочки токопровода ее НДС будет симметрично относительно плоскости $Z=0$ (рис.1). Требуется на основе анализа одномерного НДС исследуемого токопровода выполнить оценку его электродинамической стойкости к воздействию аксиальных БИТ, изменяющихся во времени t по зависимости (1).

РАСЧЕТ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ТОКОПРОВОДА

Дифференциальное уравнение, описывающее процесс упругого сжатия длинного трубчатого тонкостенного токопровода его собственным азимутальным ИМП, запишем в следующем обобщенном виде [12]:

$$D \frac{d^4 r}{dz^4} + \frac{Ehr}{b^2} + P = 0, \quad (2)$$

где $D = Eh^3 / [12(1 - \nu^2)]$ – цилиндрическая жесткость токопровода; E, ν – соответственно модуль упругости и коэффициент Пуассона для материала токопровода; r – радиальное перемещение стенки токопровода под действием ИМП в пределах ее малых (упругих) деформаций; P – магнитное давление, оказываемое ИМП на стенку токопровода.

Так как согласно принятым допущениям в рассматриваемом случае первый член в левой части уравнения (2) равен нулю, то из (2) для радиального перемещения стенки трубчатого токопровода получаем:

$$r = - \frac{pb^2}{Eh}. \quad (3)$$

Согласно [6] выражение для магнитного давления P , сжимающего исследуемый токопровод, имеет вид:

$$P = \frac{\mu_0 i_p^2}{8\pi^2 b^2}, \quad (4)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \tilde{A}i / i$ – магнитная постоянная.

Из (3), (4) и закона Гука [13] для максимального кольцевого механического напряжения σ_t в стенке рассматриваемого токопровода находим:

$$\sigma_t = - \frac{\mu_0 i_p^2}{8\pi^2 bh}. \quad (5)$$

ПРЕДЕЛЬНО ДОПУСТИМЫЕ ЗНАЧЕНИЯ БИТ ПО УСЛОВИЮ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКОЙ СТОЙКОСТИ ТОКОПРОВОДА

Электродинамическая стойкость цилиндрического тонкостенного токопровода к воздействию аксиальных БИТ приближенно определяется из следующего условия [14]:

$$\sigma_t \leq [\sigma], \quad (6)$$

где $[\sigma]$ – допускаемое значение кольцевого механического напряжения σ_t в материале токопровода.

С учетом требований правил устройства электроустановок (ПУЭ) применительно к их токоведущим частям выражение (6) в нашем случае принимает вид [15]:

$$\sigma_t \leq 0,7\sigma_0, \quad (7)$$

где σ_0 – предел текучести материала токопровода (для меди в динамическом режиме нагружения $\sigma_0 = 19,6 \cdot 10^7 \text{ Н/м}^2$ [1]).

Тогда из (1), (5) и (7) для предельно допустимых амплитудных значений БИТ I_{md} , протекающих в аксиальном направлении по цилиндрическому тонкостенному токопроводу и обеспечивающих его электродинамическую стойкость, получаем:

$$I_{md} \leq 7,43(\sigma_0 bh / \mu_0)^{1/2}. \quad (8)$$

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментальная проверка полученного расчетного соотношения (8) была выполнена при помощи ВЭФУ с ЕНЭ, основные электрические характеристики разрядной цепи которой ранее были приведены в [16]. На рис.2 приведен общий вид опытного образца цилиндрического тонкостенного алюминиевого ($\sigma_0 = 11,1 \cdot 10^7 \text{ Н/м}^2$ [13]) токопровода, включаемого при электродинамических испытаниях в разрядную цепь ВЭФУ.

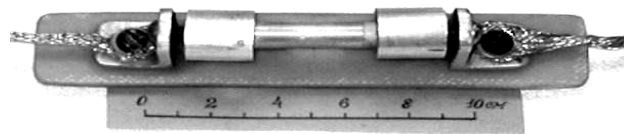


Рис.2

Для этой цели торцы опытного образца токопровода, к которым подводится аксиально направленный БИТ, были жестко закреплены в массивных металлических элементах конструкции токосъемника экспериментальной установки. В процессе экспериментальных исследований каждый опытный образец токопровода подвергался однократному воздействию БИТ, изменяющегося по закону экспоненциально затухающей синусоиды ($\omega = 359 \text{ кГц}$; $\delta = 66,42 \cdot 10^3 \text{ с}^{-1}$; $\beta_\delta = 1,315$).

Измерение АВП тока в разрядной цепи ВЭФУ проводилось с помощью откалиброванного ленточного шунта, описанного в [16], экранированной кабельной линии передачи от шунта полезного электрического сигнала и осциллографа С8-13.

После протекания вдоль опытного образца токопровода заданного импульсного тока микрометром с точностью измерений 0,005мм проводилось определение его наружного диаметра $2b$. Выбор первоначальной амплитуды I_m тока, вводимой в опытный образец токопровода, осуществлялся на основании выражения (8) из неравенства $I_m < I_{md}$. В случае отсутствия в опытном образце остаточной (пластической) радиальной деформации сжатия, в качестве которой нами было выбрано перемещение Δr его стенки на каждую сторону токопровода, на образец ступенчато подавали новый импульс тока i_p вида (1) с увеличенной амплитудой I_m . При фиксации значений Δr , составляющих не более 1% от значения наружного радиуса b опытного образца токопровода, электродинамические испытания трубчатого токопровода прекращали. Измеренное при этом амплитудное значение тока I_m приблизительно принималось за опытное предельно допустимое амплитудное значение БИТ I_{md} по условию обеспечения электродинамической стойкости исследуемого образца токопровода. Результаты проведенных экспериментов по проверке достоверности формулы (8) представлены в табл.1.

Таблица 1
Результаты экспериментальной проверки
расчетной формулы (8)

Геометрические параметры опытного образца алюми- ниowego токо- провода	Амплитудное значение тока, кА		Опытное значение остаточной радиальной деформа- ции токо- провода Δr , мм
	Предельно допусти- мое I_{md} по форму- ле (8)	Предельно допусти- мое I_{md} из экспе- римента	
$b=5,45\text{мм};$ $h=0,5\text{мм};$ $\ell=50\text{мм}$	115	117	0,025
$b=5,25\text{мм};$ $h=0,25\text{мм};$ $\ell=50\text{мм}$	80	84	0,05

Из анализа полученных расчетных по формуле (8) и экспериментальных данных для I_{md} следует, что для исследуемого опытного образца токопровода расхождение между ними не превышает 5%. Это обстоятельство свидетельствует в пользу правомерности принятых допущений и работоспособности полученного расчетного соотношения (8) для определения предельных токовых значений I_{md} .

ВЫВОДЫ

1. Сформулирован критерий электродинамической стойкости цилиндрического тонкостенного немагнитного токопровода к воздействию аксиально протекающих по нему БИТ, получаемых в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ.

2. Получено приближенное расчетное соотношение (8) для определения предельно допустимых амплитудных значений I_{md} разрядного тока ВЭФУ с ЕНЭ в цилиндрическом тонкостенном неферромагнитном токопроводе по условию обеспечения его

электродинамической стойкости, правомерность которого подтверждена результатами проведенных экспериментальных исследований.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Техника больших импульсных токов и магнитных полей*/ Под ред. В.С. Комелькова.-М.: Атомиздат, 1970.-472с.
- [2] *Кнопфель Г.* Сверхсильные импульсные магнитные поля.-М.: Мир, 1972.-391с.
- [3] *Михайлов В.М.* Импульсные электромагнитные поля.- Харьков: Вища школа, 1979.-140с.
- [4] *Райзер Ю.П.* Физика газового разряда. М.: Наука, 1987.-592с.
- [5] *Александров Г.Н., Иванов В.Л.* Изоляция электрических аппаратов высокого напряжения.-Л.: Энергоатомиздат, 1984.-208с.
- [6] *Кузнецов И.Ф., Цицикян Г.Н.* Электро-динамические усилия в токоведущих частях электрических аппаратов и токопроводах. Л.: Энергоатомиздат, 1989.-176с.
- [7] *Баранов М.И., Бондина Н.Н.* Импульсное сопротивление цилиндрического провода с током молнии// *Технічна електродинаміка*.-1996.-№3.-С.3-9.
- [8] *Баранов М.И.* Термическая стойкость неизолированных проводов при прямом ударе молнии// *Технічна електродинаміка*.-1997.-№6.-С.9-15.
- [9] *Uman M.A.* Natural and artificially-initiated lightning and lightning test standards// *Proceeding of the IEEE*.-1988.-Vol. 76.-№12.-p.1548-1565.
- [10] *Баранов М.И.* Расчет процесса энергоснабжения в цилиндрических токопроводах электрофизических установок высокого напряжения// *Электричество*.-1992.-№4.-С.6-10.
- [11] *Князев В.П., Шнеерсон Г.А.* Исследование быстрого расширения тонкостенных металлических цилиндров в сильном магнитном поле// *Журнал технической физики*.-1970.-т.40.-вып.2.-С.360-371.
- [12] *Тимошенко С.П., Войновский-Кригер С.* Пластины и оболочки/ Пер. с англ. под ред. Г.С. Шапиро.-М.: ГИФМЛ, 1963.-635с.
- [13] *Сопротивление материалов*/ Под общей ред. Г.С. Писаренко.- Киев: Вища школа, 1973.-672с.
- [14] *Электротехнический справочник: Производство и распределение электрической энергии*/ Под ред. И.Н. Орлова и др.- М.: Энергоатомиздат, т.3, кн. 1, 1988.-880с.
- [15] *Правила устройства электроустановок*.-М.: Энергоатомиздат, 1986.-648с.
- [16] *Баранов М.И., Бондина Н.Н., Бочаров В.А.* Моделирование нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических изотропных токопроводов электрофизических установок при получении больших импульсных токов// *Технічна електродинаміка*.-1998.-№4.-С.19-22.

Поступила 27.12.2002

УПРОЩЕННАЯ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ВЗРЫВА ПРОВОДНИКОВ ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ БОЛЬШИХ ИМПУЛЬСНЫХ ТОКОВ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ «Молния» Национального технического университета «Харьковский политехнический институт»
Украина, 61013, г. Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ «Молния» НТУ «ХПИ»
тел. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolnija@kpi.kharkov.ua

Запропонована нестрога аналітична модель електричного вибуху циліндричного провідника великим імпульсним струмом різної часової форми, ґрунтованої на електротепловому механізмі його електровибухового руйнування.

Предложена нестрогая аналитическая модель электрического взрыва цилиндрического проводника большим импульсным током различной временной формы, основанная на электротепловом механизме его электровзрывного разрушения.

ВВЕДЕНИЕ

Развитие техники больших импульсных токов (БИТ), сильных электрических и магнитных полей, а также техники высоких плотностей энергии, радиофизики, сильноточной электроники, физики плазмы, техники импульсных источников света, новых электрофизических технологий и высоковольтной импульсной техники обуславливает разработку и создание специальных мощных импульсных источников энергии – генераторов импульсных напряжений (ГИН) и токов (ГИТ) с амплитудными значениями импульсов напряжения в сотни (тысячи) киловольт и импульсов тока в сотни (тысячи) килоампер при их длительностях порядка 10 наносекунд и более [1-4]. В разрядных цепях малоиндуктивных ГИН (ГИТ), реализующих указанные амплитудно-временные параметры (АВП) выходных импульсов напряжения и тока, достаточно широко применяется такое сложное и не до конца исследованное явление как электрический взрыв (ЭВ) проводников [5-7]. Отметим, что под ЭВ проводников обычно понимается быстрое разрушение последних под действием их интенсивного кратковременного нагрева большими плотностями тока, носящее взрывообразный характер. Согласно принятой классификации ЭВ проводников [6] последние в случае применения для разрушения проводников разрядных затухающих синусоидальных токов ГИН (ГИТ) и токов молнии, когда во взрывающихся проводниках достигаются плотности импульсного тока порядка 10^{11} А/м² и более, следует относить к быстрым взрывам, а для токов короткого замыкания (КЗ) промышленной частоты 50 Гц в токопроводах силового электроэнергетического оборудования, когда плотности аварийного тока в переходном режиме в проводниках принимают значения порядка 10^9 А/м², – к медленным взрывам, для которых характерно дробление проводника на макроскопические капли жидкого металла (типичный пример – плавкий предохранитель [23]). Вкратце остановимся на эволюции изучения и применения в импульсной технике явления ЭВ проводников.

Электрофизика ЭВ проводников начала интенсивно изучаться в период исследования возможностей получения высокотемпературной плазмы для реализации управляемой термоядерной реакции в Z – пинче [8]. Позднее работы по исследованию ЭВ проводников стали стимулироваться такими направлениями его

практического использования как моделирование ядерного взрыва с использованием взрыва проводников в жидкости [9], ускорение до сверхвысоких скоростей микрочастиц и имитация воздействия микрометеоритов на космические аппараты [10]. Далее возрастает интерес к взрывающимся проводникам как к инструменту для изучения свойств металлов при высоких температурах [11]. Наблюдается рост технологических применений подводного ЭВ проводников, обеспечивающего получение интенсивных ударных волн сжатия в жидкой среде с амплитудой избыточного давления в тысячи атмосфер [12]. Проводятся работы по электровзрывному получению металлических пленок для нужд микроэлектроники [13], детонации взрывчатых веществ с помощью электроподрыва проводников [14], созданию сверхскоростных размыкателей сильноточных электрических цепей с использованием эффекта от взрывающихся алюминиевых фольг [15,16], получению мощных радиоимпульсов [17] и оптической накачке квантовых генераторов, базирующейся на применении ЭВ проводников [18]. Имеющиеся результаты показывают, что взрывающиеся проводники могут использоваться в качестве импульсных источников высоких температур (до 10^4 °С), рентгеновского излучения и мощных ударных волн, распространяющихся в газовых средах со скоростью до 10 км/с [6]. В последние годы внимание специалистов уделено фундаментальным и прикладным исследованиям в области электровзрывного преобразования энергии в конденсированных средах [19] и формирования в сильноточных разрядных цепях ГИН (ГИТ) с помощью электрически взрывающихся проводников БИТ молнии микросекундной длительности [20].

Неоднократные попытки исследователей, связанные с аналитическим описанием процесса ЭВ проводников под воздействием БИТ и соответственно больших плотностей импульсного тока, не привели до сих пор к получению удобных для инженерно-технического персонала соотношений, применяемых в его практических расчетах. Численное моделирование этого сложного процесса на ПЭВМ с привлечением математического аппарата магнитогидродинамики требует задания основных исходных данных, включая электрические параметры разрядного контура ГИН (ГИТ), физические параметры окружающей проводники среды, электрофизические и геометрические

характеристики проводников [21]. Однако на практике зачастую часть этих данных необходимо не задавать, а определять. Кроме того, развитый в [22] метод подобия для электрически взрывающегося в разрядной цепи ГИН (ГИТ) проводника содержит многочисленные эмпирические зависимости и коэффициенты, затрудняющие понимание электрофизических процессов, протекающих при его ЭВ, и усложняющие мотивированный выбор основных параметров ГИН (ГИТ), электрофизических и геометрических характеристик проводника. Согласно результатам экспериментального изучения ЭВ в воздухе медных цилиндрических проводников было установлено, что отношение энергии, подводимой к проводнику в процессе его ЭВ, к запасенной в ГИН (ГИТ) электрической энергии W_c может составлять до 0,95, т.е. энергия диссипации в разрядном контуре ГИН (ГИТ) может не превышать 5% от W_c (см. табл. 1.1 в [6]).

Целью данной статьи является разработка упрощенной модели ЭВ в воздухе проводников и на ее основе приближенный аналитический расчет энергоемкости разряжающихся на взрывающиеся проводники ГИН (ГИТ), критических плотностей электротепловой энергии и скоростей ее ввода при ЭВ проводников, скорости нарастания температуры критического нагрева проводников, времени до взрыва проводников и основных электрофизических и геометрических характеристик электрически взрывающихся проводников под воздействием БИТ.

ДОПУЩЕНИЯ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Примем, что электротепловому воздействию БИТ подвергаются длинные круглые цилиндрические ферромагнитные проводники, для которых справедливо условие $l \gg d$, где l , d – соответственно длина и диаметр проводника. Пусть исследуемые проводники размещены в воздухе при нормальных атмосферных условиях (воздушное давление составляет 101,3 кПа, а температура воздуха равна комнатной $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$). Предположим, что АВП воздействующих на исследуемые проводники БИТ изменяются по зависимостям, характерным для рассматриваемых областей импульсной техники: затухающего синусоидального разрядного тока ГИН (ГИТ), аperiodического импульсного тока молнии 2/50 мкс и тока КЗ промышленной частоты 50 Гц. Считаем, что в процессе достижения поставленной цели выполняются следующие допущения:

1. Радиальные распределения тока и температуры по поперечному сечению электрически взрывающихся проводников носят равномерный характер [6,12].
2. Электротепловая энергия, расходуемая на теплообмен электрически взрывающегося проводника с окружающей его воздушной средой, незначительна и ею можно пренебречь [6].
3. Классические зависимости для тепло – и электрофизических характеристик материала проводников от температуры справедливы и для условий их ЭВ [24].
4. Запасенная в ГИН (ГИТ) электрическая энергия практически вся затрачивается на нагрев и фазовые превращения материала электрически взрывающихся

проводников [6,19].

5. Изменением значений удельной теплоемкости и плотности материала проводников в процессе их ЭВ можно пренебречь [6,24].

6. Процесс нагрева материала проводников от температуры его кипения до начала фазы испарения материала электрически взрывающихся проводников происходит практически мгновенно.

Требуется с учетом принятых допущений разработать упрощенную расчетную модель ЭВ в воздушной среде проводников на начальной стадии их взрыва (плавление и фазовый переход жидкий металл – пар), базирующуюся на электротепловой природе их взрывного разрушения и позволяющую на основе аналитических соотношений сравнительно легко и физически понятно осуществлять приближенный выбор основных параметров ГИН (ГИТ), процесса ЭВ проводников и характеристик электрически взрывающихся под воздействием БИТ цилиндрических проводников.

ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Для электротепловой энергии $W_{\dot{O}}$, выделяющейся в проводнике с импульсным током, в соответствии с законом Джоуля-Ленца [25] имеем:

$$W_{\dot{O}} = RS^2 J_c, \quad (1)$$

где R , S – соответственно активное сопротивление

и поперечное сечение проводника; $J_c = \int_0^{t_{\dot{e}}} \delta^2 dt$ – интеграл тока для проводника [15]; δ – плотность аксиального тока в проводнике; $t_{\dot{e}}$ – время, соответствующее моменту определения интеграла тока J_c .

Используя на основании закона Ома при принятых допущениях классическое соотношение $R = l / S\gamma$ [25], где γ – удельная электропроводимость материала проводника, выражение (1) запишем в виде:

$$W_{\dot{O}} = l S J_c / \gamma. \quad (2)$$

Тогда из (2) и условия ЭВ проводника [15] следует следующее соотношение для приближенного определения основных геометрических характеристик электрически взрывающегося проводника:

$$l_{\dot{e}} = \frac{W_{\dot{e}} \gamma_{\dot{e}}}{J_{\dot{e}} S_{\dot{e}}}, \quad (3)$$

где $l_{\dot{e}}$, $S_{\dot{e}}$ – соответственно критические значения длины и поперечного сечения электрически взрывающегося проводника; $\gamma_{\dot{e}}$ – удельная электропроводимость материала проводника на начальной стадии его ЭВ; $W_{\dot{e}}$ – критическое значение электротепловой энергии, вводимой в электрически взрывающийся проводник; $J_{\dot{e}}$ – критическое значение интеграла тока для проводника при его ЭВ (при $\theta_0 = 20^\circ\text{C}$ для алюминия $J_{\dot{e}} = 1,09 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$, а для меди $J_{\dot{e}} = 1,95 \cdot 10^{17} \text{ A}^2 \cdot \text{с} \cdot \text{м}^{-4}$ [15]).

Одним из подтверждений достоверности выра-

жения (3) являются приведенные в [10] экспериментальные данные, которые свидетельствуют о том, что энергия взрыва цилиндрического проводника прямо пропорциональна его объему, т.е. произведению $l_{\bar{e}} \cdot S_{\bar{e}}$. При известных значениях запасенной в ГИН (ГИТ) электрической энергии $W_c \geq W_{\bar{e}}$, выбранном материале проводника и заданном значении его поперечного сечения $S = S_{\bar{e}}$ соотношение (3) позволяет однозначно выполнить приближенный выбор критической длины проводника $l_{\bar{e}}$. Следует заметить, что при окончательном выборе значений $l_{\bar{e}}$ необходимо пользоваться следующими двумя неравенствами. Первое - $l_{\bar{e}} > l_{\min}$, где $l_{\min}$ - минимальное значение длины проводника, определяемое электрическим пробоем вдоль поверхности проводника до его ЭВ [7]. Второе - $l_{\bar{e}} < l_{\max}$, где $l_{\max}$ - максимальное значение длины проводника, при котором проводник электрически не взрывается ($W_c < W_{\bar{e}}$).

Для нахождения значений $\gamma_{\bar{e}}$ и их дальнейшей подстановки в (3) при используемых допущениях можно воспользоваться следующим приближенным соотношением [15]:

$$\gamma_{\bar{e}} = \frac{\gamma_0}{[1 + \theta_{\bar{e}} c_0 \beta_0]}, \quad (4)$$

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 [15]); $\tilde{n}_0$ - удельная теплоспособность, отнесенная к единице объема материала проводника (для алюминия $\tilde{n}_0 = 2,7 \cdot 10^6$ Дж/м³·°C; для меди $\tilde{n}_0 = 3,92 \cdot 10^6$ Дж/м³·°C [15]); $\theta_{\bar{e}} = (\theta_m - \theta_0)$ - критическое превышение температуры материала проводника; θ_m - температура кипения материала проводника (для алюминия $\theta_m = 2450^\circ \text{C}$; для меди $\theta_m = 2590^\circ \text{C}$ [26]); 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 [15]).

После элементарных преобразований из (3) получаем следующее простое выражение для аналитического определения минимальной критической плотности электротепловой энергии $W_{\bar{e}\bar{i}}$ в электрически взрывающемся проводнике:

$$W_{\bar{e}\bar{i}} = \frac{J_{\bar{e}}}{\gamma_{\bar{e}}}. \quad (5)$$

Из (5) видно, что минимальная критическая плотность электротепловой энергии $W_{\bar{e}\bar{i}}$ для взрывающегося проводника является практически неизменной величиной, зависящей только от свойств выбранного материала проводника, его начального и конечного теплового состояний. В таблице представлено вычисленное по (5) и (4) приближенное численное значение $W_{\bar{e}\bar{i}}$ для медного проводника. Эти электро-

тепловые расчеты для медного проводника свидетельствуют о том, что аналитически полученное нами численное значение для $W_{\bar{e}\bar{i}} = 4,76 \cdot 10^{10}$ Дж/м³ близко к удельной энергии (теплоте) сублимации для меди, найденной экспериментально и равной $W_{\tilde{n}\bar{o}} = 4,68 \cdot 10^{10}$ Дж/м³ [6]. Заметим, что удельная энергия сублимации $W_{\tilde{n}\bar{o}}$ представляет собой количество теплоты, необходимой для перевода единицы объема материала проводника в металлический пар, состоящий из нейтральных атомов [6,26]. В связи с этим введенную в данной работе величину $W_{\bar{e}\bar{i}}$ можно трактовать как минимальную удельную энергию электротеплового разрушения материала проводника.

Знание $W_{\bar{e}\bar{i}}$ позволяет найти минимальное значение запасаемой в ГИН (ГИТ) электрической энергии W_{cm} , приводящее к ЭВ проводника, в виде:

$$W_{cm} = l_{\bar{e}} S_{\bar{e}} W_{\bar{e}\bar{i}}. \quad (6)$$

Из (6) следует, что чем больше критические значения $l_{\bar{e}}$ и $S_{\bar{e}}$ для проводника, тем требуется и большее значение запасаемой в ГИН (ГИТ) электрической энергии, вызывающей его ЭВ. Для надежного обеспечения ЭВ проводника в разрядной цепи ГИН (ГИТ) необходимо выполнение следующего условия:

$$W_c > W_{cm}. \quad (7)$$

В адиабатическом режиме для скорости ввода критической плотности электротепловой энергии $dW_{\bar{e}\bar{i}}/dt$ в электрически взрывающийся проводник имеем:

$$\frac{dW_{\bar{e}\bar{i}}}{dt} = \frac{\delta_{\bar{e}}^2}{\gamma_{\bar{e}}}, \quad (8)$$

где $\delta_{\bar{e}}$ - критическое значение плотности тока во взрывающемся проводнике.

Автором ранее были выполнены теоретические и экспериментальные исследования, направленные на определение минимальных амплитудных критических значений $\delta_{\bar{e}m} \leq \delta_{\bar{e}}$ для сплошных круглых алюминиевых и медных цилиндрических проводников, испытывающих воздействие рассматриваемых трех видов БИТ [27-29]. Результаты данных исследований для медного проводника представлены в таблице. Там же для случая, когда $\delta_{\bar{e}} = \delta_{\bar{e}m}$, приведены и результаты расчета по (8) и (4) значений $dW_{\bar{e}\bar{i}}/dt$. Следует отметить, что в приведенной таблице для затухающего синусоидального разрядного тока ГИН (ГИТ) нами использованы наиболее характерные для сильнооточной импульсной техники численные значения безразмерного отношения α/ω (α, ω - соответственно коэффициент затухания и круговая частота разрядного тока ГИН (ГИТ) [25]), временные параметры для импульсного тока молнии приняты равными 2/50 мкс [27], а для тока КЗ промышленной частоты длительность его протекания $t_{\bar{E}\bar{C}}$ была выбрана равной 0,1с [29].

Из теории нестационарной теплопроводности [30] для скорости нарастания температуры критического нагрева проводников $d\theta_{\bar{e}}/dt$ при их ЭВ получаем:

$$\frac{d\theta_{\dot{e}}}{dt} = c_0^{-1} \frac{dW_{\dot{e}i}}{dt}. \quad (9)$$

Численные данные для минимальных значений $d\theta_{\dot{e}}/dt$, рассчитанные по (9) с привлечением выражений (8) и (4) применительно к медным проводникам при $\delta_{\dot{e}} = \delta_{\dot{e}m}$, указаны в таблице. Из (9) следует, что чем больше скорость ввода критической плотности электротепловой энергии $dW_{\dot{e}i}/dt$ в проводник, тем будет и выше скорость нарастания температуры его критического нагрева $d\theta_{\dot{e}}/dt$. Поэтому для достижения рекордных значений $d\theta_{\dot{e}}/dt$ в проводниках необходимо использовать максимально возможные в них значения плотности импульсного тока $\delta_{\dot{e}}$, т.е. предельные для разрядной цепи ГИН (ГИТ) амплитудные значения тока. Кроме того, в соответствии с данными, приведенными в таблице, временные параметры импульсного тока при этом должны характеризоваться максимально возможными значениями отношения α/ω , а значения частоты ω выбираться из соотношения $\omega \leq 2\pi(\mu_0\gamma_{\dot{e}}S_{\dot{e}})^{-1}$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная.

Важной характеристикой процесса ЭВ проводников является время до их взрыва $t_{\dot{a}}$, равное времени от момента начала ввода электротепловой энергии $W_{\dot{e}}$ в проводник до момента формирования пикового электрического напряжения на нем, соответствующего моменту взрывного разрушения проводника [31]. Из (5) и (8) для времени до взрыва проводника $t_{\dot{a}}$ находим:

$$t_{\dot{a}} = W_{\dot{e}i} / \frac{dW_{\dot{e}i}}{dt} = \frac{J_{\dot{e}}}{\delta_{\dot{e}}^2}. \quad (10)$$

Из (10) видно, что для уменьшения значений $t_{\dot{a}}$ необходимо увеличивать скорость ввода в проводник критической плотности электротепловой энергии $dW_{\dot{e}i}/dt$ и соответственно повышать критическую плотность тока $\delta_{\dot{e}}$ в проводнике. Причем, в случае применения для ЭВ проводника разрядного тока ГИН (ГИТ), изменяющегося по закону экспоненциально затухающей синусоиды, для получения наименьших значений $t_{\dot{a}}$ его затухание (отношение α/ω) и одновременно токовую амплитуду требуется выбирать наибольшими (см. таблицу). Согласно (10) для выбранного материала проводника, т.е. заданного для проводника критического значения интеграла тока $J_{\dot{e}}$, значение $t_{\dot{a}}$ определяется только значением критической плотности тока $\delta_{\dot{e}}$ в проводнике. Чем больше амплитуда $\delta_{\dot{e}}$ для проводника, тем меньше его $t_{\dot{a}}$. Для получения минимальных значений $t_{\dot{a}}$ и соответственно предельных временных характеристик сверхскоростных размыкателей силовоточных электрических цепей [15] для взрывающегося проводника необходимо создавать максимально возможную токовую перегрузку, т.е. использовать следующее условие:

$$\delta_{\dot{e}} > \delta_{\dot{e}m}. \quad (11)$$

В этом случае при принятых нами допущениях и известном предельном значении амплитуды I_m импульсного тока $i_{\dot{\delta}}$ в разрядной цепи ГИН (ГИТ) численное значение амплитуды $\delta_{\dot{e}}$ может быть найдено из соотношения:

$$\delta_{\dot{e}} = \frac{i_{\dot{\delta}}}{S_{\dot{e}}}. \quad (12)$$

Таблица

Вид воздействующего на медный проводник БИТ		Минимальное амплитудное значение критической плотности тока $\delta_{\dot{e}m}$ для медного проводника, 10^{11} А/м ²	Критическая плотность электротепловой энергии $W_{\dot{e}i}$ для медного проводника, 10^{10} Дж/м ³	Скорость ввода в медный проводник критической плотности электротепловой энергии $dW_{\dot{e}i}/dt$, 10^{14} Дж/м ³ ·с	Скорость нарастания температуры критического нагрева медного проводника $d\theta_{\dot{e}}/dt$, 10^6 °С/с	Время до взрыва медного проводника $t_{\dot{a}}$, 10^{-6} с
Затухающий синусоидальный разрядный ток ГИН (ГИТ)	$\alpha/\omega = 0,057$	0,86	4,76	18,08	461,2	26,3
	$\alpha/\omega = 0,095$	1,0	4,76	24,45	623,4	19,5
	$\alpha/\omega = 0,185$	1,15	4,76	32,33	824,4	14,7
Апериодический импульсный ток молнии 2/50 мкс		0,73	4,76	13,03	332,2	36,6
Ток КЗ промышленной частоты 50 Гц		0,01	4,76	0,0025	0,062	$1,9 \cdot 10^5$

Определенное при одной и той же плотности тока $\delta_{\bar{e}}$ по (10) значение $t_{\bar{a}}$ для алюминиевого проводника оказывается в 1,79 раза меньше, чем для медного. Это соответствует результатам экспериментов по ЭВ цилиндрических проводников, представленным в [10].

Отметим, что приведенное в таблице расчетное значение $t_{\bar{a}}$ для медного цилиндрического проводника, подверженного воздействию затухающего синусоидального разрядного тока ГИН (ГИТ) в режиме обеспечения в нем минимального амплитудного значения критической плотности тока $\delta_{\bar{e}m}$, хорошо согласуется как с данными численного расчета импульсного нагрева БИТ сплошной медной жилы радиочастотного кабеля типа РК 75-7-15 до температуры ее плавления и выше, так и с экспериментальными результатами исследований автора ее начальной стадии электровзрывного разрушения [28]. Кроме того, полученная аналитическая зависимость (10) для $t_{\bar{a}}$ от плотности тока в проводнике в виде $1/\delta_{\bar{e}}^2$ была экспериментально подтверждена в [31], а результаты расчета по ней времени до взрыва $t_{\bar{a}}$ сплошных круглых медных проводников удовлетворительно согласуются с данными экспериментов по исследованию начальной стадии ЭВ цилиндрических проводников в разрядной цепи ГИТ, приведенными в [6].

Определив по формуле (10) значение $t_{\bar{a}}$, выполняя необходимый для выражения (3) уточненный выбор критического сечения $S_{\bar{e}}$ электрически взрывающегося проводника из следующего соотношения:

$$S_{\bar{e}} = \sqrt{\frac{J_d}{J_{\bar{e}}}}, \quad (13)$$

где $J_d = \int_0^{t_{\bar{a}}} i_p^2 dt$ - интеграл действия тока $i_{\bar{d}}$, протекающего по проводнику [5,27,32].

УПРОЩЕННОЕ ОПИСАНИЕ ПРОЦЕССА ЭВ ПРОВОДНИКА ПОД ВОЗДЕЙСТВИЕМ БИТ

Анализ полученных результатов приближенного расчета ЭВ цилиндрических проводников с использованием материала известных процитированных нами работ по электрически взрывающимся проводникам позволяет дать приближенное представление о электротепловом механизме ЭВ в воздухе цилиндрического проводника, испытывающего воздействие БИТ. На первой стадии взрыва проводник большой плотностью импульсного тока $\delta_{\bar{e}}$ разогревается до температуры плавления и последующего кипения материала. Длительность этого процесса согласно формуле (10) обратно пропорциональна скорости ввода в проводник критической плотности электротепловой энергии $dW_{\bar{e}i}/dt$ и соответственно величине $\delta_{\bar{e}}^2$. Из-за интенсивного тепловыделения внутри жидкого материала проводника повышается давление. Внутренняя удельная тепловая энергия проводника при этом достигает в соответствии с выражением (5) значения кри-

тической плотности электротепловой энергии $W_{\bar{e}i}$, т.е. удельной энергии электротеплового разрушения материала проводника. На второй стадии взрыва проводника, когда гидродинамическое давление внутри жидкого материала проводника сравнивается с внешним магнитным давлением, наружные слои материала проводника начинают испаряться и разлетаться в радиальном направлении. Происходит увеличение поперечного сечения проводника, превращение материала проводника в мелкодисперсную массу, резкое уменьшение удельной электропроводимости этой массы по сравнению с удельной электропроводимостью материала проводника до воздействия на него БИТ и как следствие этого – потеря материалом проводника металлической проводимости. Последнее вызывает быстрый рост активного сопротивления разрушенного материала проводника, уменьшение (спад) разрядного тока ГИН (ГИТ) и пикообразное возрастание электрического напряжения на образовавшемся вместо проводника разрядном промежутке, экспериментально зафиксированное многочисленными исследователями (в том числе и автором) явления ЭВ и достигающее своего максимального значения в момент взрывообразного разрушения проводника.

ВЫВОДЫ

1. Предложена упрощенная математическая модель ЭВ в воздухе немагнитных цилиндрических проводников под воздействием БИТ, основанная на теоретически развитом в данной работе положении о том, что механизм электровзрывного разрушения проводника определяется скоростью ввода в него критической плотности электротепловой энергии $dW_{\bar{e}i}/dt$, которая по формуле (8) аналитически вычисляется через значение критической плотности импульсного тока $\delta_{\bar{e}}$ в проводнике и критическое значение удельной электропроводимости материала $\gamma_{\bar{e}}$ проводника.

2. Приведены данные по приближенному выбору согласно формуле (4) критических значений удельной электропроводимости материала $\gamma_{\bar{e}}$ проводника и минимальных амплитудных значений критической плотности импульсного тока $\delta_{\bar{e}m} \leq \delta_{\bar{e}}$ в сплошном круглом медном цилиндрическом проводнике для трех наиболее распространенных видов БИТ – затухающего синусоидального разрядного тока ГИН (ГИТ), аperiodического импульсного тока молнии 2/50 мкс и тока КЗ промышленной частоты 50 Гц.

3. Получено простое выражение (5) для приближенного определения минимальных значений критической плотности электротепловой энергии $W_{\bar{e}i}$, вводимой в разрядной цепи ГИН (ГИТ) в электрически взрывающийся проводник, которая практически неизменна для него и представляет собой минимальную удельную энергию электротеплового разрушения материала проводника.

4. Показано, что при ЭВ проводников их такие геометрические характеристики как критическая длина $l_{\bar{e}}$ и критическое поперечное сечение $S_{\bar{e}}$ в при-

ближенном виде могут быть при известных значениях запасенной в ГИН (ГИТ) электрической энергии $W_c \geq W_{\varepsilon}$ и выбранном материале проводников сравнительно легко аналитически определены из соотношений (3), (4) и (13).

5. Определена согласно выражению (9) расчетная скорость нарастания температуры критического нагрева проводника $d\theta_{\varepsilon}/dt$, соответствующая скорости ввода в проводник критической плотности электротепловой энергии $dW_{\varepsilon i}/dt$ и приводящая к его ЭВ.

6. На основании предложенной упрощенной математической модели ЭВ проводников получена простая формула (10) для аналитического расчета времени до их взрыва $t_{\bar{a}}$, удовлетворительно согласующаяся с известными данными экспериментальных исследований начальной стадии ЭВ цилиндрических проводников, указанными в [6].

ЛИТЕРАТУРА

- [1] *Техника больших импульсных токов и магнитных полей*/ Под ред. В.С. Комелькова. М.: Атомиздат, 1970.-472с.
- [2] *Накопление и коммутация энергии больших плотностей*/ Пер. с англ. под ред. В. Бостика, В. Нарди, О. Цукера. М.: Мир, 1979.-474с.
- [3] *Месяц Г.А.* Генерирование мощных наносекундных импульсов.-М.: Сов. радио, 1974.-256с.
- [4] *Шнеерсон Г.А.* Поля и переходные процессы в аппаратуре сверхсильных токов.-Л.: Энергоиздат.-1981.-199с.
- [5] *Кузнецкин И.П.* Испытательные установки и измерения на высоком напряжении.-М.: Энергия, 1980.-136с.
- [6] *Столочич Н.Н.* Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина.-Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [7] *Кремнев В.В., Месяц Г.А.* Методы умножения и трансформации импульсов в сильноточной электронике.-Новосибирск: Наука, 1987.-226с.
- [8] *Кварцхава И.Ф., Плутто А.А., Чернов А.А., Бондаренко В.В.* Электрический взрыв металлических проволок// Журнал экспериментальной и теоретической физики.-1956.-т.30.-вып. 1.-С.42-53.
- [9] *Взрывающиеся проволочки*/ Пер. с англ. под ред. А.А. Рухадзе.-М.: ИЛ, 1963.-342с.
- [10] *Электрический взрыв проводников* / Пер. с англ. под ред. А.А. Рухадзе, И.С. Шпигеля.-М.: Мир, 1965.-360с.
- [11] *Лебедев С.В.* Возможность использования электрического взрыва проволочек для исследования металлов при высоких температурах// Теплофизика высоких температур.-1968.-т.6.-№1.-С.157-159.
- [12] *Гулый Г.А., Малюшевский П.П.* Высоковольтный электрический разряд в силовых импульсных системах.-Киев: Наукова думка, 1977.-176с.
- [13] *Махорин Б.И., Золотухин В.Д., Гревцов Н.В.* Влияние параметров разрядного контура на формирование пленок при напылении электрическим взрывом// Физика и химия обработки материалов.-1973.-№2.-С.60-64.
- [14] *Лурье А.И.* Электрическое взрывание зарядов.-М.: Недра, 1973.-270с.
- [15] *Кнопфель Г.* Сверхсильные импульсные магнитные поля/ Пер. с англ.-М.: Мир.-1972.-392с.
- [16] *Андрианов В.В., Баев В.П., Лебедев С.В., Савватимский А.И.* Сверхпроводящий импульсный соленоид, коммутируемый методом электрического взрыва// Доклады АН СССР.-1981.-т.256.-№5.-С.1119-1122.
- [17] *Кульгавчук В.М.* Получение мощных радиоимпульсов при помощи электрического взрыва металлических проволок// Приборы и техника эксперимента.-1965.-№1.-С.132-137.
- [18] *Александров А.Ф., Рухадзе А.А.* Физика сильноточных электроразрядных источников света.-М.: Атомиздат.-1976.-184с.
- [19] *Гулый Г.А.* Научные основы разрядноимпульсных технологий.-Киев: Наукова думка, 1990.-208с.
- [20] *Баранов М.И., Игнатенко Н.Н., Колобовский А.К.* О применении высоковольтного кабельного трансформатора в разрядной цепи генератора больших импульсных токов молнии// Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Електроенергетика і перетворююча техніка.-Харків: НТУ "ХПІ".-2003.-№1, т.1.-С.131-136.
- [21] *Бакулин Ю.Д., Куропатенко В.Ф., Лучинский А.В.* Магнитогидродинамический расчет взрывающихся проводников// Журнал технической физики.-1976.-т.46.-вып. 9.-С.1963-1969.
- [22] *Котов Ю.А., Седой В.С.* Подobie при электрическом взрыве проводников/ В кн.: Разработка и применение источников интенсивных электронных пучков.-Новосибирск: Наука, 1976.-С.56-59.
- [23] *Намитов К.К., Хмельницкий Р.С., Аникеева К.Н.* Плавкие предохранители.-М.: Энергия, 1979.-176с.
- [24] *Столочич Н.Н., Миницкая Н.С.* Температурные зависимости теплофизических свойств некоторых металлов.-Минск: Наука и техника, 1975.-160с.
- [25] *Нейман Л.Р., Демирчян К.С.* Теоретические основы электротехники.-Л.: Энергоиздат, 1981, т.2.-415с.
- [26] *Кухлинг Х.* Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.-М.: Мир, 1982.-520с.
- [27] *Баранов М.И.* Термическая стойкость неизолированных проводов при прямом ударе молнии// Технічна електродинаміка.-1997.-№6.-С.9-15.
- [28] *Баранов М.И., Бондина Н.Н., Бочаров В.А.* Моделирование нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических изотропных токопроводов электрофизических установок при получении больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1998.-№4.-С.19-22.
- [29] *Баранов М.И., Бондина Н.Н., Даценко В.П.* Математическое моделирование нестационарной нелинейной электротепловой задачи для цилиндрических токопроводов силовых электроустановок при коротком замыкании// Технічна електродинаміка.-2002.-№6.-С.8-12.
- [30] *Лыков А.В.* Теория теплопроводности. М.: Высшая школа, 1967.-599с.
- [31] *Лебедев С.В.* О механизме электрического взрыва металла// Теплофизика высоких температур.-1980.-т.18.-№2.-С.273-278.
- [32] *Баранов М.И.* Сравнение двух моделей для электротепловых расчетов цилиндрических проводников при воздействии на них больших импульсных токов// Технічна електродинаміка.-1999.-№3.-С.14-19.

Поступила 21.04.2003

РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ТОКА ПО ПОВЕРХНОСТИ ПЛОСКОЙ ЛИСТОВОЙ ЗАГОТОВКИ ПРИ НЕПОСРЕДСТВЕННОМ ПОДКЛЮЧЕНИИ ИСТОЧНИКА

Батыгин Ю.В., д.т.н., проф., Лавинский В.И., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

Украина, 61002, Харьков, ул.Фрунзе,21, НТУ "ХПИ", каф. "Высшая математика", "Соппротивление материалов" тел. (0572) 40-02-02, Email: batygin@kpi.kharkov.ua, lavinsky@kpi.kharkov.ua

Розглянуто ефекти розтікання струму по поверхні заготовки при прямому протіканні струму через систему контактів. Отримано аналітичні залежності для розрахунку розподілу струму по поверхні листової заготовки при її прямому підключенні до джерела потужності в магнітно-імпульсній системі для обробки металів.

Рассмотрены эффекты растекания тока по поверхности заготовки при прямом пропускании тока через систему контактов. Получены аналитические зависимости для расчёта распределения тока по поверхности листовой заготовки при её прямом подключении к источнику мощности в магнитно-импульсной системе для обработки металлов.

Вопрос о распределении тока по поверхности листовой заготовки в магнитно-импульсных системах для обработки металлов, принцип действия которых основан на прямом пропускании тока через заготовку в рабочей зоне, представляется крайне важным для определения эффективности силового воздействия на обрабатываемый объект [1].

На рис.1, схематически, показана листовая заготовка, к которой электрическое подсоединение выхода источника мощности осуществляется в контактных зонах диаметром $\varnothing 2h$ (помечены кругами со сплошной закраской). Здесь же очерчены контуры расчётной модели, которая будет применяться далее.

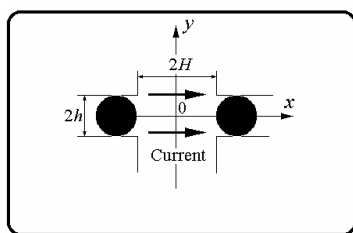


Рис.1

Цель настоящего рассмотрения – расчёт поперечного распределения тока по поверхности заготовки в центральной части рабочей зоны магнитно-импульсной системы (вдоль оси OY , $x = 0$). Результаты расчёта позволят определить ту часть тока, которая непосредственно участвует в возбуждении силового взаимодействия между проводниками с параллельными токами в соответствии с законом Ампера.

Применяемый математический аппарат – конформные отображения [2]. Расчётные модели приведены на рис.2.

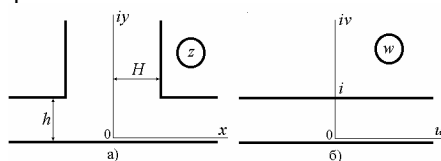


Рис.2

На рис.2а показана исходная расчётная модель – область $z = x + iy$, привязанная к реальной ситуации, изображённой на рис.1 (вследствие симметрии отно-

сительно оси абсцисс рассматривается только верхняя половина). На рис.2б – область $w = u + iv$. Это полоса единичной ширины $0 \leq \text{Im } w \leq 1$. Следует отметить, что такие модели широко применялись для исследования распределения магнитных полей в зазорах электрических машин [2].

Конформное отображение полосы на рассматриваемую область протекания тока осуществляется функцией комплексного переменного:

$$z(w) = \frac{2i}{\pi} \left[h \cdot \text{arctg} \left(\frac{h}{H} f_0 \right) + H \cdot \text{arth}(f_0) \right], \quad (1)$$

$$\text{где } a^2 = \frac{H^2 + h^2}{H^2}, \quad f_0 = \frac{th \left(\frac{\pi w}{2} \right)}{\sqrt{th^2 \left(\frac{\pi w}{2} \right) - a^2}}, \quad i = \sqrt{-1}.$$

В соответствии с формулой (1) точки действительной оси на плоскости комплексного переменного $z = x + iy$ (рис.2а, нижняя граница) переходят в точки действительной плоскости комплексного переменного $w = u + iv$ (рис.2б, нижняя граница). А точки верхней границы области на плоскости $z = x + iy$, образованной ломаной линией, переходят в точки прямой $v = 1$, представляющей собой верхнюю границу в области $w = u + iv$.

Анализ соответствия точек на плоскости комплексного переменного $z = x + iy$ и точек на плоскости $w = u + iv$ показывает, что поперечное распределение плотности тока в центре рабочей зоны ($y \in [0, \infty), x = 0$) приближённо будет соответствовать поперечному распределению в центре в области на рис.2б для $v \in [0, 1], u \equiv 0$.

Математически, данное соответствие будет описываться зависимостью между переменными u и v , полученной из формулы (1) при условии $x \approx u \approx 0$ и сформулированной в относительных единицах:

$$y_0 = \frac{y}{H} = \frac{2}{\pi} \left[\frac{h}{H} \text{arctg}(f_1) + \text{arth}(f_1) \right], \quad (2)$$

$$\text{где } f_1 = \frac{h}{H} \text{tg} \left(\frac{\pi w}{2} \right) \left(a^2 + \text{tg}^2 \left(\frac{\pi w}{2} \right) \right)^{-0,5}.$$

Распределение плотности тока в центральной зоне плоскости w описывается зависимостью (в относительных единицах с нормировочным множителем):

$$j_0 = \frac{j}{j_m} = a \left(a^2 + tg^2 \left(\frac{\pi v}{2} \right) \right)^{-0,5}, \quad (3)$$

где j_m - величина плотности тока в центре рабочей зоны при $v = 0$.

Наконец, последняя характеристика, необходимая для выполнения практических оценок, это относительная величина тока, протекающего в той или иной части рабочей зоны, может быть найдена интегрированием формулы (3) по переменной $v \in [0, 1]$. Отметим, что интегрирование в плоскости комплексного переменного w в указанных пределах соответствует вычислению интеграла по переменной $y \in [0, \infty)$.

Вводя соответствующую нормировку на абсолютную величину всего тока в заготовке - I_m , находим, что

$$I_0(v) = \frac{I}{I_m} = \int_0^v f_2(x) dx \bigg/ \int_0^1 f_2(x) dx, \quad (4)$$

где $f_2(x) = a \cdot \left(a^2 + tg^2 \left(\frac{\pi x}{2} \right) \right)^{-0,5}$.

Полученные зависимости представляют собой формулы для практических расчётов, проведение которых можно проиллюстрировать примером.

ПРИМЕР РАСЧЁТА. Соответственно рис.1 листовая заготовка подключается к источнику мощности контактами с шириной $2h = 0,015i$, расстояние между ними - $2H = 0,03v$. Вычислим поперечное распределение плотности тока и собственно тока в центре рабочей зоны магнитно-импульсной системы. Первое, что следует сделать, это рассчитать связь между поперечными пространственными переменными y_0 и v .

Аналитическое выражение требуемой функциональной зависимости из выражения (2) не представляется возможным, ввиду того, что получаемое уравнение является трансцендентным. Результаты численного определения связи между указанными переменными дано на рис.3.

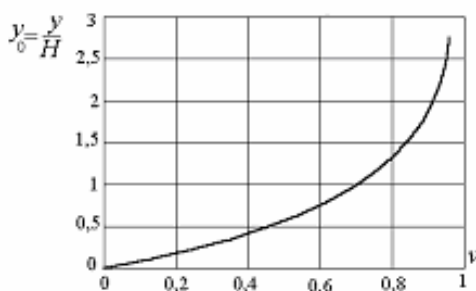


Рис.3

Далее, во всех последующих вычислениях плотности тока и собственно тока в терминах переменной v на плоскости комплексного переменного w с помощью графической зависимости на рис.3 всегда можно перейти к зависимости от реальной поперечной пространственной переменной y , привязанной к

рабочей зоне на поверхности листовой заготовки. Результаты вычислений по формулам (3) и (4) показаны на рис.4. Приведены поперечное распределение плотности тока (рис.4а) и собственно тока (рис.4б) в центральной части листовой заготовки в рабочей зоне индукторной системы (переход к реальной координате на заготовке осуществляется по графику на рис.3).

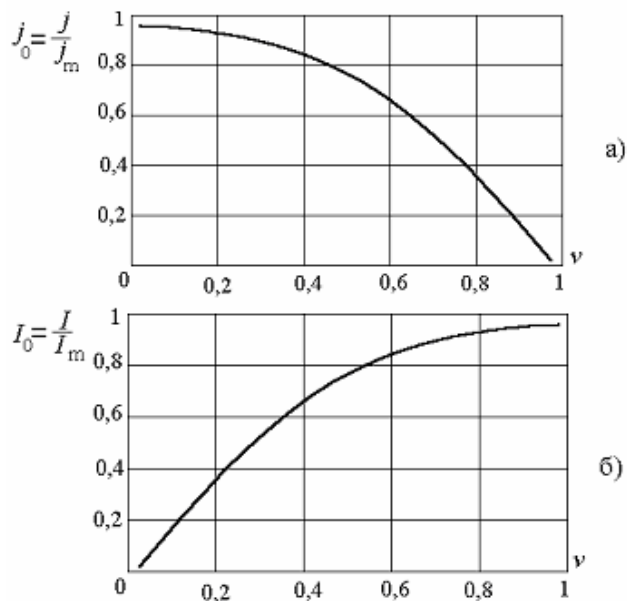


Рис.4

Результаты вычислений сведены в табл.1.

Таблица 1

ширина полосы Δy , м	0,0045	0,0084	0,015	0,021	0,0283
процент от тока в заготовке, (%)	20	40	60	80	90

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. Получены аналитические зависимости для расчёта распределения тока по поверхности листовой заготовки при её прямом подключении к источнику мощности в магнитно-импульсной системе для обработки металлов.
2. Показано, что воздействие на области плоских листовых заготовок с шириной менее половины расстояния между контактами подсоединения малоэффективно, так как ток, протекающий на поверхности заготовки по полосе соответствующей ширины, будет составлять менее 50...60% от величины полного тока в заготовке.
3. Силовое воздействие на области с шириной, большей расстояния между контактами подсоединения, ожидается достаточно эффективным, так как в полосе соответствующей ширины будет протекать практически весь ток заготовки.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Степанов В.Л., Шавров И.А., Высокоэнергетичные импульсные методы обработки металлов. Л: Машиностроение. 1975. - 280 с.
- [2] Лаврентьев М.А., Шабат Б.В., Методы теории функций комплексного переменного. М: Наука. 1973. - 736 с.

Поступила 06.05.2003

ПОЛНОЕ УДЕЛЬНОЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ЦЕПЕЙ НА ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ – ВЕЛИЧИНА КОМПЛЕКСНАЯ

Вербовой А.П., к.т.н., Вербовой П.Ф., д.т.н.

Институт электродинамики Национальной академии наук Украины

Украина, 03680, Киев-57, пр-кт Победы, 56

тел. (044) 441-25-75, E-mail: podol @ eld.Kiev.ua

На основі даних, які отримані при експериментальних дослідженнях котушок з мідного і ферромагнітного дротів, а також порівняння результатів визначення питомого електричного опору по традиційній формулі і по формулі закону Ома для густини змінного струму встановлено, що повний питомий опір (в формулі Ома) складається з активної та індуктивної складових, тобто є величиною комплексною.

На основе данных, полученных при экспериментальных исследованиях катушек из медного и ферромагнитного проводов, а также сравнения результатов определения удельного электрического сопротивления по традиционной формуле и по формуле закона Ома для плотности переменного тока установлено, что полное удельное сопротивление (в формуле Ома) состоит из активной и индуктивной составляющих, то есть является величиной комплексной.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Материал статьи получен в результате исследований, выполненных в ИЭД НАН Украины в соответствии с государственными планами НИР по естественным и научно-техническим темам. Одной из наиболее сложных задач в электротехнике является задача по определению электромагнитных параметров. Они входят в уравнения электромагнитного равновесия в роли коэффициентов и требуется их определение до решения уравнений. Без достаточно точного определения электромагнитных параметров нельзя рассчитать характеристики, спроектировать и исследовать процессы любого электротехнического и электромеханического преобразования энергии.

Целью статьи является информирование широкого круга специалистов о новых результатах по дальнейшему развитию методов расчета и способов экспериментального определения электромагнитных параметров электромагнитных преобразователей энергии.

Ниже мы будем ссылаться на закон Ома для плотности тока ($\mathbf{J} = \mathbf{E}/\rho$). Известно, что он нарушается при больших плотностях тока. Единственной причиной этого может быть изменение ρ . И если это справедливо для любых металлических проводников, то тем более это будет характерным для ферромагнитных проводников, поскольку $\mathbf{E}$ – это внешняя причина, обусловленная величиной подводимого напряжения, $\mathbf{J}$ – результат, вызванный причиной, а ρ – свойство. Под действием электромагнитного поля меняются свойства металлов и более явно это выражено для ферромагнетиков.

Дальнейшее изложение материала строиться таким образом, чтобы достаточно объективно разобраться в сделанных рецензентами замечаниях и максимально прокомментировать свои суждения и доводы.

ОСНОВНЫЕ ДАННЫЕ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБРАЗЦА

Для экспериментальных исследований изготовлена катушка из отожженной железной проволоки диаметром $d = 6$ мм, предварительно изолированной

стеклотканью. Радиальное сечение катушки показано на рис. 1. Геометрические параметры катушки с числом витков $w = 55$ имеют следующие значения:

внутренний диаметр $d_{\text{вн}} = 200$ мм;

наружный диаметр $d_{\text{нар}} = 360$ мм;

средний диаметр $d_{\text{ср}} = 280$ мм;

толщина $\delta = 50$ мм;

радиальный размер $\hat{a} = 80$ мм;

сечение витка $q = \frac{\pi d^2}{4} = 2,8274 \cdot 10^{-5} \text{ м}^2$;

длина провода катушки $\ell = \pi d_{\text{ср}} w = 48,38$ м;

периметр поперечного сечения проволоки

$u = \pi d = 1,8849 \cdot 10^{-2} \text{ м}$;

коэффициент заполнения окна катушки проводом $k_{\text{з}} = \frac{\pi d^2 w}{4(a \times b)} = 0,3887$.

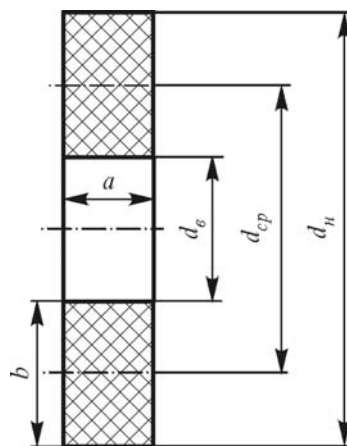


Рис. 1. Форма и размеры катушки

РЕЗУЛЬТАТЫ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Экспериментально измеренное на постоянном токе значение активного сопротивления катушки со-

ставляет $r_{\Sigma} = 0,3$ Ом. В этом случае удельное активное сопротивление материала катушки можно определить из соотношения

$$\rho_{\Sigma} = r_{\Sigma} q / \ell = 0,1753 \cdot 10^{-6} \text{ Ом} \cdot \text{м}. \quad (1)$$

Сравнивая полученное значение ρ_{Σ} с его значением для стали Ст.3 ($\rho_{\text{Ст.3}} = 0,1023 \cdot 10^{-6}$) устанавливаем, что оно больше ($\rho_{\Sigma} > \rho_{\text{Ст.3}}$) в 1,7138 раза. При этом значении ρ_{Σ} расчетные значения активного сопротивления катушки при двух значениях температуры составляют

$$r_{20} = \rho_{20} \ell / q = 0,3 \text{ Ом}, \quad (2)$$

$$r_{115} = \rho_{20} (1 + \alpha_r + \beta_r) \ell / q = 0,5024 \text{ Ом}. \quad (3)$$

В процессе эксперимента подвергались непосредственному измерению напряжение, ток и потребляемая активная мощность. По построенным кривым $I(U)$ и $P(U)$ при трех значениях напряжения определены их значения и занесены в таблицу. Эксперименты выполнялись в лабораторных условиях при температуре окружающего воздуха (и, следовательно, температуре катушки) порядка 23°C , то есть при исходном состоянии температурный коэффициент был равен примерно единице ($k_{\theta} \approx 1$). В процессе эксперимента температура катушки не измерялась, но несомненно она увеличивалась и, следовательно, температурный коэффициент становился больше единицы ($k_{\theta} > 1$). Поэтому и активное сопротивление катушки по идее тоже должно было бы расти.

Поскольку катушка выполнена из провода круглого сечения и питалась переменным с синусоидальной формой кривой напряжением с частотой $f = 50$ Гц, то дополнительные потери в проводниках, отдельных слоях и рядах не должны составлять существенное значение. Если это не так, то это привело бы к росту коэффициента, обусловленного эффектами вытеснения и близости ($k_r > 1$) и соответствующего роста активного сопротивления. Однако, как будет показано ниже, все электромагнитные параметры катушки при увеличении напряжения уменьшаются (рис. 2,а).

РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

По экспериментальным данным действующих значений токов и напряжений определены коэффициент мощности

$$\cos \varphi = P / UI, \quad (4)$$

полное сопротивление катушки

$$z = U / I, \quad (5)$$

его активная и индуктивная составляющие

$$r = z \cos \varphi = P / I^2, \quad (6)$$

$$x = z \sin \varphi = \sqrt{z^2 - r^2}, \quad (7)$$

значения которых сведены в таблицу, а также в виде зависимостей их от напряжения приведены на рис. 2,а.

Видно, что значения активного сопротивления проводников из ферромагнитного материала на переменном токе больше таковых на постоянном токе ($\rho_{\sim} > \rho_{\Sigma}$).

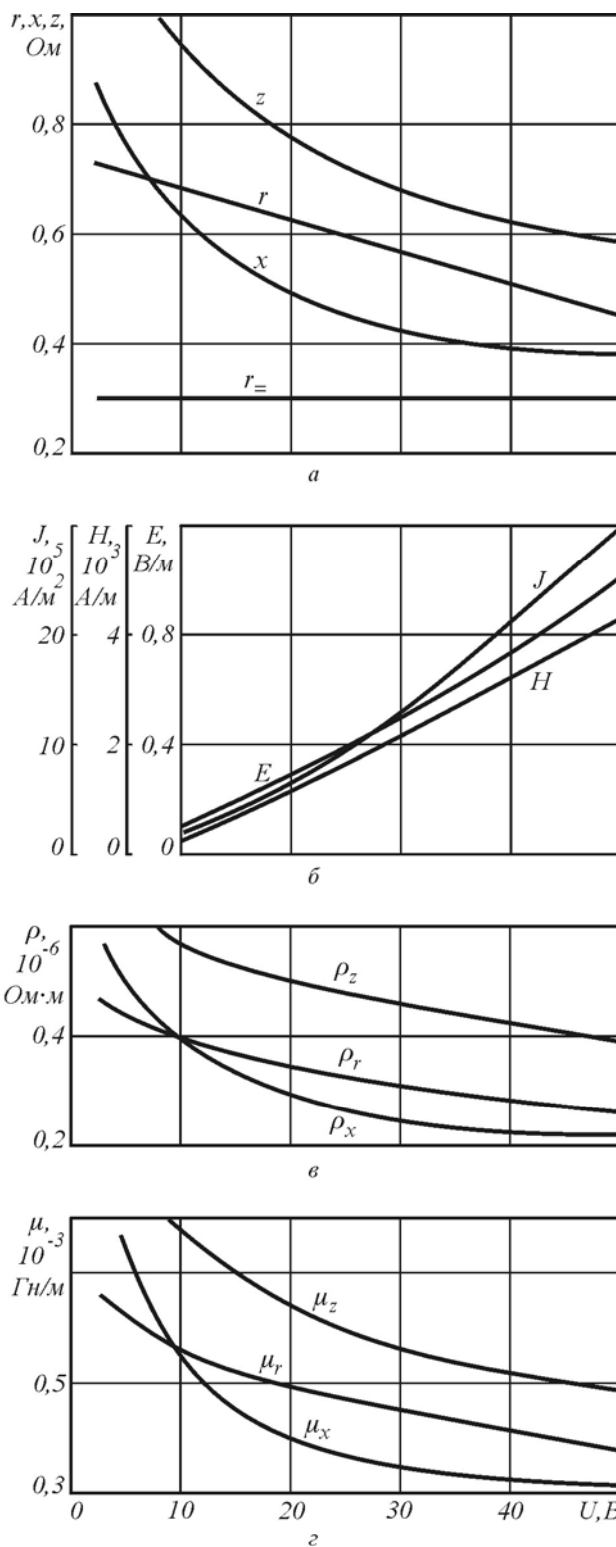


Рис. 2. Зависимости электромагнитных параметров и других величин от напряжения для катушки из ферромагнитной проволоки

Новым для нас оказалось то, что при увеличении напряжения и тока в ферромагнитном проводнике (катушке) активное сопротивление не увеличивается в связи с возможным увеличением коэффициентов k_{θ} и k_r , а уменьшается. Еще никто и никогда (во всяком случае нам не известно) не объяснял скин-эффект изменением магнитной проницаемости и тем более не

принимал значение коэффициента меньше единицы ($k_r < 1$). Если рассматривать формулы (2) и (3) и считать их верными для всех проводниковых материалов, а коэффициенты k_0 и k_r не могут принимать значения меньше единицы (противоречит их трактовке), то причиной уменьшения активного сопротивления в рассматриваемом случае является уменьшение удельного электрического сопротивления ферромагнетика.

По значениям активного сопротивления при переменном токе (см. п.6 таблицы) с использованием формулы (1) определены значения удельного электрического сопротивления реального ферромагнитного проводника с конкретными размерами, которые сведены в таблицу под п.12. Видно, что с ростом напряжения удельное электрическое сопротивление уменьшается.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЙ ПОДХОД К ОПРЕДЕЛЕНИЮ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

При изучении переменного электромагнитного поля в прямолинейном проводнике круглого сечения и определении активного и внутреннего индуктивного сопротивлений его в учебниках по теоретическим основам электротехники приводится формула

$$z = r + jx_a = \frac{\ell}{u} \frac{\dot{E}_m}{\dot{H}_m}, \quad (8)$$

где $\dot{E}_m$ и $\dot{H}_m$ - комплексные значения амплитуд напряженностей электрического и магнитного полей в поверхностном слое проводника.

Таким образом, для определения электромагнитных параметров проводника нужно найти напряженности электрического и магнитного полей. Задача решается с помощью использования функций Бесселя или с использованием значения вектора Пойтинга. Для проводов из ферромагнитных материалов приводится формула

$$r = \frac{\ell}{u} \sqrt{\omega \mu \rho} \quad \text{и} \quad x = 0,6r. \quad (9)$$

То есть для определения электромагнитных параметров проводников из ферромагнитных материалов нужно знать электромагнитные свойства их. Формула (9) показывает наглядную зависимость активного сопротивления от частоты, магнитной проницаемости и удельного электрического сопротивления проводника. И если с частотой ($\omega = 2\pi f$) и магнитной проницаемостью ($\mu = B/H$) все понятно, то с удельным электрическим сопротивлением не совсем. Попробуем разобраться с этим.

РАСЧЕТНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ

По действующим значениям приложенного к катушке напряжения и тока в ней определим действующие значения напряженностей электрического и магнитного полей

$$E = U / \ell, \quad (10)$$

$$H = I / u = I / \pi d \quad (11)$$

и занесем эти значения в таблицу под пп. 8 и 9. Зависимости их от напряжения приведены на рис. 2,б.

Таблица

Экспериментальные и расчетные значения электромагнитных параметров и других величин катушки из ферромагнитной проволоки при нескольких значениях подводимого к ней напряжения

№ п.п.	Обозначение	Единицы измерения	Значения		
1.	U	В	10,0	30,0	50,0
2.	I	А	10,5	44,2	85,0
3.	P	Вт	74	1050	3260
4.	$\cos \varphi$	—	0,7048	0,7918	0,7671
5.	z	Ом	0,9524	0,6787	0,5882
6.	r	Ом	0,6712	0,5374	0,4512
7.	x	Ом	0,6756	0,4146	0,3774
8.	E	В/м	0,2067	0,6201	1,0335
9.	H	А/м	557,042	2344,88	4509,39
10.	J	А/м ²	$3,7136 \cdot 10^{-5}$	$15,6325 \cdot 10^{-5}$	$30,0626 \cdot 10^{-5}$
11.	ρ_z	Ом·м	$0,5566 \cdot 10^{-6}$	$0,3966 \cdot 10^{-6}$	$0,3438 \cdot 10^{-6}$
12.	$\rho_r = \frac{rq}{\ell}$	Ом·м	$0,3923 \cdot 10^{-6}$	$0,3141 \cdot 10^{-6}$	$0,2637 \cdot 10^{-6}$
13.	$\rho_x = \frac{xq}{\ell}$	Ом·м	$0,3948 \cdot 10^{-6}$	$0,2423 \cdot 10^{-6}$	$0,2206 \cdot 10^{-6}$
14.	μ_z	Гн/м	$0,787433 \cdot 10^{-3}$	$0,561207 \cdot 10^{-3}$	$0,486256 \cdot 10^{-3}$
15.	μ_r	Гн/м	$0,554889 \cdot 10^{-3}$	$0,444271 \cdot 10^{-3}$	$0,373034 \cdot 10^{-3}$
16.	μ_x	Гн/м	$0,558628 \cdot 10^{-3}$	$0,342788 \cdot 10^{-3}$	$0,311974 \cdot 10^{-3}$
17.	Δ	м	0,00212	0,00212	0,00212
18.	B	Тл	0,43863	1,31596	2,19270
19.	k_{Fe}	—	1,006555	0,771492	0,836436

Если воспользоваться формулой (8) для действующих значений напряженностей электрического и магнитных полей (пп. 8 и 9 таблицы), то получим те же значения полного сопротивления катушки

$$\frac{\ell}{u} E / H = r + jx = z, \quad (12)$$

то есть соответствующие значениям по п.5 таблицы.

Значит формулы (8) и (12) приемлемы не только для отдельного проводника и для внутренней индуктивности его, но и для всей катушки. Разделение полного сопротивления катушки, полученного по формуле (12) без результатов эксперимента, на активную и индуктивную составляющие вызывает затруднения,

поскольку, как нам известно, $k_{Fe} = \frac{x}{r} = \text{var}$.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ЗАКОНА ОМА ДЛЯ ПЛОТНОСТИ ТОКА

Не вдаваясь пока в подробности выяснения достаточного точного распределения тока по сечению проводника, определим плотность тока в проводе катушки, принимая ее здесь равномерной (см. п.10 таблицы)

$$J = 4I / \pi d^2. \quad (13)$$

Воспользовавшись законом Ома для плотности электрического тока, определим полное удельное электрическое сопротивление для рассматриваемой катушки из ферромагнитного провода при протекании по ней переменного тока (см. п. 11 таблицы)

$$\rho_z = E / J. \quad (14)$$

Подчеркнем, что это есть полное удельное электрическое сопротивление, характеризующее полное сопротивление катушки, поскольку при подстановке его в формулу (2) дает не значения активного сопротивления, а те же значения z , которые были получены как по формуле (5), так и по формуле (12). Другими словами, использование значения удельного электрического сопротивления, определенного по закону Ома для плотности тока, нельзя пользоваться для определения активной составляющей полного сопротивления. У нас есть полные основания записать

$$z = \rho_z \ell / q. \quad (15)$$

УДЕЛЬНОЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ ПРОВОДНИКА ПРИ ПЕРЕМЕННОМ ТОКЕ – ВЕЛИЧИНА КОМПЛЕКСНАЯ

Выше уже отмечалось, что значения удельного электрического сопротивления проводника из ферромагнитного материала при переменном токе больше значений его при постоянном токе ($\rho_+ > \rho_-$). Значения его приведены в таблице под п.12. Обозначим его через ρ_r и будем понимать как удельное электрическое сопротивление, характеризующее активное сопротивление проводника (катушки, обмотки) из ферромагнитного материала.

Если при переменном токе существует полное удельное электрическое сопротивление проводника, определенное на основании закона Ома для плотности

электрического тока, и его активная составляющая, то должна существовать и реактивная составляющая

$$\rho_x = x \frac{q}{\ell} = \sqrt{\rho_z^2 - \rho_r^2} = \rho_z \sin \varphi. \quad (16)$$

Таким образом, мы приходим к выводу, что полное удельное сопротивление проводника (катушки, обмотки) из ферромагнитных материалов при переменном токе состоит из активной и реактивной составляющих, то есть является величиной комплексной

$$\rho_z = \rho_r + j\rho_x = \sqrt{\rho_r^2 + \rho_x^2}. \quad (17)$$

Зависимости $\rho(U)$ приведены на рис. 2,в.

Аналогичные результаты получены и для катушки из медного провода. Разница заключается в том, что для катушки из медного провода электромагнитные параметры не зависят от напряжения, так как магнитная проницаемость остается постоянной ($\mu_0 = \text{const}$). Заметим, что в этом случае катушка намотана медным проводом прямоугольного (не кругового) сечения $1,5 \times 4 \text{ мм}^2$. При этом приемлемыми являются формулы (10) и (11) для определения напряженностей электрического и магнитного полей, поскольку дают те же значения электромагнитных параметров, что и по результатам экспериментальных данных.

МАГНИТНАЯ ПРОНИЦАЕМОСТЬ И ГЛУБИНА ПРОНИКНОВЕНИЯ

Из формулы (9) при известных значениях удельного электрического сопротивления находим значения магнитной проницаемости

$$\sqrt{\mu_z} = \frac{u}{\ell} \frac{r}{\sqrt{\omega \rho_r}}, \quad \sqrt{\mu_x} = \frac{u}{\ell} \frac{x}{\sqrt{\omega \rho_x}}, \quad \sqrt{\mu_z} = \frac{u}{\ell} \frac{z}{\sqrt{\omega \rho_z}}, \quad (18)$$

вносим их в таблицу (пп. 14-16) и на рис. 2,г в виде зависимостей $\mu(U)$.

Определим глубину проникновения волны электромагнитного поля для полных ρ_z и μ_z (п. 17 табл.)

$$\Delta z = \sqrt{\frac{2\rho_z}{\omega \mu_z}}. \quad (19)$$

Видно, что определенная по этой формуле глубина проникновения волны или в данном случае глубина распределения тока в поверхностном слое проводника кругового сечения практически занимает около 91,4% его площади, то есть почти все сечение провода. Если учесть, что таким образом трактуемая глубина проникновения характеризует распределение не всей энергии, а только ее часть, то на данной глубине волна затухает не полностью. И это справедливо, очевидно, только для падающей волны на проводник. При подключении проводника к источнику напряжения процессы протекают по иному. Из таблицы видно, что таким образом определенная глубина не зависит от интенсивности электромагнитного поля, что вызывает сомнение в правильности формулы (19). Кроме того, экспериментальными исследованиями асинхронного двигателя с внешним массивным фер-

ромагнитным ротором при коротком замыкании ($f_2 = f_1 = 50$ Гц) установлено, что глубина проникновения электромагнитной волны достигает десятков миллиметров [2] и зависит от интенсивности поля.

Таким образом, в рассматриваемом нами случае распределение плотности тока по сечению проводника можно принять равномерным, а проявление скин-эффекта незначительным и, во всяком случае, не таким, чтобы сопротивление проводника и его удельное электрическое сопротивление увеличилось в два раза. И если некоторые рецензенты полученные результаты пытаются объяснить зависимостью $k_r(\mu)$, то это уже не коэффициент вытеснения тока по определению, а должен быть введен совсем новый коэффициент, который характеризовал бы изменение удельного электрического сопротивления от частоты и интенсивности электромагнитного поля и который является комплексной величиной. Мы понимаем это как изменение физических свойств ферромагнитных материалов под влиянием изменения параметров электромагнитного поля (электромагнитных нагрузок), то есть в данном случае конкретного свойства – изменения удельного электрического сопротивления (проводимости). В подтверждение этому приведем фразу из книги [3] на стр. 13: "Нелинейными называются среды, физические свойства которых, в особенности удельное активное сопротивление и электрическая и магнитная проводимости, не постоянны и изменяются под влиянием изменений параметров поля и энергии системы".

ПРОВЕРКА ПРАВИЛЬНОСТИ ТРАКТУЕМЫХ ПОЛОЖЕНИЙ

Определим действующие значения магнитной индукции в проводнике

$$B = \mu_z H, \quad (20)$$

сведем их в таблицу (п. 18) и построим в виде зависимости $B(U)$ на рис. 3.

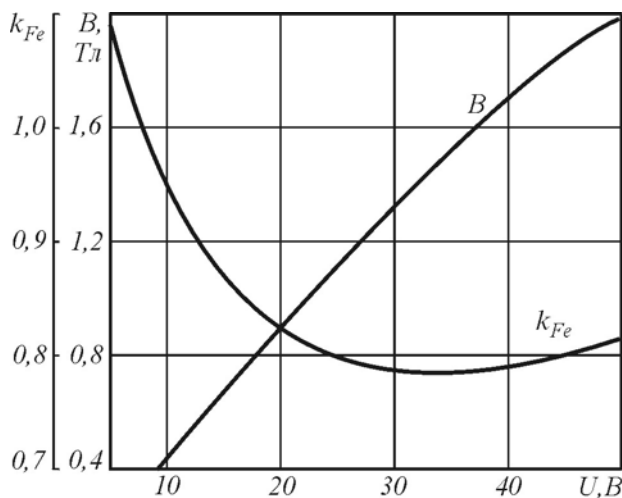


Рис. 3. Зависимости коэффициента индуктивности и индукции от напряжения для катушки из ферромагнитного провода

Формулы для определения потребляемых полной мощности и ее составляющих, выраженных через магнитную индукцию, напряженность магнитного поля, объем и частоту, принимают вид

$$S = BHV\omega = BHq\ell\omega, \quad (21)$$

$$P = BHVq\ell\omega \cos \varphi, \quad (22)$$

$$Q = BHVq\ell\omega \sin \varphi. \quad (23)$$

Приравняв эти выражения для мощностей к выражениям, записанным через сопротивления и квадрат тока,

$$S = zI^2 = \rho_z \frac{\ell}{q} I^2, \quad (24)$$

$$P = rI^2 = \rho_r \frac{\ell}{q} I^2, \quad (25)$$

$$Q = xI^2 = \rho_x \frac{\ell}{q} I^2, \quad (26)$$

находим выражения для полного удельного сопротивления и его составляющих, записанных через параметры поля

$$\rho_z = \frac{\omega HB}{J^2}; \quad \rho_r = \frac{\omega HB \cos \varphi}{J^2}; \quad \rho_x = \frac{\omega HB \sin \varphi}{J^2}. \quad (27)$$

Определенные по формуле (27) значения ρ совпадают с аналогичными значениями по пп. 11-13 таблицы, что и требовалось доказать.

Отличие формул (27) от формулы (8) в [1] состоит в том, что в [1] приведена формула для определения потерь в стали асинхронного двигателя [4], которые пропорциональны частоте f . Здесь же учет осевой симметрии распределения поля в линейном проводнике потребовал введения коэффициента 2π , что в результате дало $2\pi f = \omega$. Вместе с тем, полученные значения ρ_z по формуле (27) совпадают со значениями, полученными по формуле (14). Такое совпадение подтверждает правильность формулы по определению потерь в стали (формула (11) в [4] и формула (8) в [1]).

КОЭФФИЦИЕНТ ИНДУКТИВНОСТИ

Под п. 19 в таблице приведены значения коэффициента индуктивности, который характеризует отношение не только индуктивных сопротивлений и проводимости к активным составляющим, а и соответствующих составляющих полных удельного сопротивления, токов, мощностей

$$k_{Fe} = \frac{x}{r} = \frac{b}{g} = \frac{\rho_x}{\rho_r} = \frac{\mu_x}{\mu_r} = \frac{I_x}{I_r} = \frac{Q}{P} = \frac{\sin \varphi}{\cos \varphi} = \operatorname{tg} \varphi. \quad (28)$$

На рис. 3 приведена зависимость $k_{Fe}(U)$, которая наглядно показывает изменение коэффициента индуктивности для данного ферромагнитного материала проволоки (катушки). Ранее был определен k_{Fe} для стали Ст.3 на основании динамической петли гистерезиса. Общий вид кривой $k_{Fe}(B)$ имеет примерно такой же закон изменения, но несколько другие значения (кривая проходит ниже той, что приведена на

рис. 3). Приведенное в учебниках и в технической литературе значение $k_{Fe} \cong 0,6 = const$, приемлемо только для номинальных значений напряжения.

ОСНОВНЫЕ ВЫВОДЫ

Учитывая содержание статьи [1] и изложенные здесь результаты, построенные на базе экспериментальных данных катушки из ферромагнитного провода, можно сформулировать следующие выводы.

1. Активное сопротивление при малых значениях подводимого к катушке переменного напряжения ($f = 50$ Гц) примерно в два раза больше сопротивления при постоянном токе, что нельзя объяснить только эффектом вытеснения тока, поскольку в данном случае $k_r \cong 1$.

2. При увеличении подводимого напряжения значения активного и индуктивного сопротивлений катушки уменьшаются, что противоречит устоявшемуся мнению о возможном возрастании их в связи с увеличением температурного коэффициента (k_θ) и коэффициента вытеснения тока (k_r).

3. Пределы изменения индуктивного сопротивления больше пределов изменения активного сопротивления, а их отношение (коэффициент индуктивности $k_{Fe} = x/r$) изменяется от 1,3 (при $U = 5B$) до 0,77 (при $U = 35U$). При дальнейшем увеличении напряжения k_{Fe} снова возрастает. Ранее было принято считать, что $k_{Fe} \cong 0,6 = const$.

4. Причиной изменения электромагнитных параметров является изменение удельного электрического сопротивления (проводимости), что подтверждено выводом формулы для его определения через параметры поля и частоту переменных величин.

5. Рассчитанные значения удельного электрического сопротивления на основе закона Ома для плотности электрического тока соответствуют полному удельному электрическому сопротивлению, характеризующему полное сопротивление электрической цепи при переменном токе.

6. Поскольку на основе упомянутого закона Ома существуют полное удельное электрическое сопротивление и его активная составляющая, которой мы привыкли пользоваться при определении активного электрического сопротивления цепи, то должна существовать и индуктивная составляющая удельного электрического сопротивления, характеризующая индуктивное сопротивление цепи.

7. Удельное электрическое сопротивление цепи при протекании по ней переменного тока является величиной комплексной, то есть полное удельное электрическое сопротивление состоит из активной и индуктивной составляющих, как и полное сопротивление цепи.

8. Активная составляющая полного удельного электрического сопротивления ферромагнитных материалов на переменном токе значительно больше

таковой на постоянном токе ($\rho_r = \rho_{r\sim}$), что обусловлено не вытеснением тока, а изменением физических свойств материала под влиянием переменного электромагнитного поля.

9. Определенная по известной формуле глубина распределения тока по сечению провода дает постоянные значения, независимые от интенсивности электромагнитного поля, что вызывает сомнение в ее правильности. Выполненные ранее экспериментальные исследования показали, что глубина проникновения электромагнитной волны, например, в массивный ферромагнитный ротор асинхронного двигателя достигает десятков миллиметров и зависит от интенсивности электромагнитного поля.

10. Даже при таком образом определенной глубине распределения тока в проводнике, площадь поперечного сечения, занимаемая током, составляет 91,4%. По этой причине, а также с учетом предыдущего вывода, полученные результаты нельзя объяснить ни вытеснением тока ($k_r \cong 1$), ни дополнительными потерями.

11. Принятое для пользования постоянное значение коэффициента индуктивности ($k_{Fe} \cong 0,6 = const$) приемлемо только для номинальных значений напряжения (магнитной индукции). На конкретном примере здесь и в других публикациях авторов показаны широкие пределы его изменения задачи.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Исследование влияния величины напряжения на электромагнитные параметры катушки из ферромагнитного проводника // *Електротехніка і електромеханіка* – 2003. - № 2. – С. 13-16.
- [2] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф., Съянов А.М. Исследование глубины проникновения электромагнитной волны в массивный ферромагнитный ротор асинхронного двигателя // *Техн. електродинаміка*. - 1999. - № 1. - С. 68-71.
- [3] Туровский Я. *Техническая электродинамика*. Пер. с польск. – М.: Энергия, 1974. – 488 с.
- [4] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Определение потерь в стали регулируемых асинхронных двигателей // *Праці ІЕД НАН України. Електротехніка*. - Київ: ІЕД НАНУ, 1999. - С. 119-124.

Поступила 25.07.2003

ОПРЕДЕЛЕНИЕ МАГНИТНОГО КВАДРУПОЛЯ ТЕХНИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА СТАТИЧЕСКИМ КОНТУРНЫМ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ

Ивлева Л.Ф., Пелевин Д.Е.

Отделение магнетизма института электродинамики Национальной академии науки Украины
61106, г. Харьков-106, ул. Индустриальная, 19. тел.(0572)99-21-62, E-mail: inl900@online.kharkov.ua

Розраховані параметри статичного контурного первинного вимірювального перетворювача, який дозволяє вимірювати тессеральні компоненти квадрупольного магнітного моменту технічного об'єкту.

Рассчитаны параметры статического контурного первичного измерительного преобразователя, позволяющего измерять тессеральные компоненты квадрупольного магнитного момента технического объекта.

Развитие науки и техники требует усовершенствования устройств для измерения параметров магнитного поля. Магнитное поле технического объекта можно представить, используя теорию геомагнетизма Гаусса [1] в виде потенциального ряда, коэффициенты которого представляют собой магнитные мультиполи: диполь, квадруполь, октополь и т.д.

Особенностью этих мультиполей является то, что распределение их магнитного поля вокруг технического объекта носит гармонический характер, а спадание поля при удалении возрастает с увеличением порядкового номера мультиполя n , что позволяет для определения магнитных моментов отдельных мультиполей применить метод спектрального гармонического анализа с его высокой информативностью.

Анализ распределения потенциала на единичной сфере [2] показывает, что измерения коэффициентов ряда могут быть выполнены как "точечными" датчиками [3], расположенными в соответствующих точках окружающей ТО сферы, так и контурными катушками [4], охватывающими соответствующие участки ее поверхности.

Количество и координаты расположения датчиков или параметры контурных катушек определяются при решении уравнения распределения напряженности поля или потенциала по заданной координатной поверхности (сфера, цилиндр, куб) и уравнений, ограничивающих восприимчивость первичного измерительного преобразователя (ПИП) к промышленным помехам, а также низшим и высшим относительно измеряемой гармоникам, которые составляют погрешность селективного измерения гармоник [5].

Контурный ПИП предпочтительнее в случаях, когда решающее значение имеет уровень погрешности измерений, так как у контурных систем методическая погрешность от высших гармоник ниже за счет большего полезного объема - объема с заданной погрешностью измерения [5].

Для измерения магнитных характеристик электрооборудования, связанного кабелем с питающей сетью, удобнее использовать статический (неподвижный относительно испытываемого технического объекта) ПИП, т.к. в этом случае можно выделить магнитное поле питающего кабеля и отстроиться от него.

Такой ПИП, селектирующий дипольные ($n = 1$) составляющие спектра пространственных гармоник

источника магнитного поля, разработан и реализован в Отделении магнетизма института электродинамики НАН Украины [6].

В ряде случаев для компенсации магнитного поля крупного электрооборудования на него устанавливают компенсационные элементы, которые лучше располагать в магнитном центре объекта. Уравнения для определения места расположения магнитного центра объекта содержат кроме дипольных, еще и квадрупольные составляющие магнитного момента [1]. Кроме того, существует оборудование, у которого превалирует квадруполь (например, четырехполосные электрические машины). Для таких объектов предпочтительнее использовать статический контурный первичный измерительный преобразователь, селектирующий квадрупольные составляющие спектра пространственных гармоник источника магнитного поля.

Известно, что квадруполь включает в себя пять коэффициентов потенциального ряда g_{20} , g_{21} , g_{22} , h_{21} , h_{22} [1]. Чтобы разработать измерительное устройство позволяющее селектировать все квадрупольные составляющие спектра пространственных гармоник источника магнитного поля необходимо найти для каждого коэффициента расположение контурных катушек на координатной поверхности, охватывающей источник поля.

Создание контурных ПИП для измерения зональных ($m=0$) и секториальных ($m=2$) составляющих квадрупольного магнитного момента затруднений не вызывает. В частности, осевой квадруполь (коэффициент g_{20}) измеряется общеизвестными кольцами Максвелла [7].

Для измерения секториальных компонент квадруполь (коэффициенты g_{22} , h_{22}) предназначены катушки Боева - Островершенко [8].

Контурные устройства, предназначенные для селективного измерения тессеральных составляющих (коэффициенты g_{21} , h_{21}), отсутствуют.

Цель работы – расчет параметров статического контурного первичного измерительного преобразователя селектирующего тессеральные квадрупольные составляющие спектра пространственных гармоник источника магнитного поля.

Работа первичных измерительных преобразователей на основе контурных катушек заключается в измерении магнитного потока, пронизывающего измери-

тельные контуры, расположенные на определенных участках координатных поверхностей. Параметры контуров (их количество и геометрия) определяются при анализе "образов" магнитных мультиполей [2] и рассчитываются таким образом, чтобы при соединении их в группу (обмотку) происходило преобразование измеренного магнитного потока в магнитный момент.

Расчет параметров направлен на исключение сигналов в измерительной схеме от всех нечетных мультиполей ($n = 1, 3, 5, \dots$) и следующего за измеряемым четного мультиполя ($n = 4$).

Параметры первичного измерительного преобразователя можно рассчитать и для цилиндрической координатной поверхности, и для сферической. Ниже приводятся оба расчета.

Учитывая то, что контурные катушки ПИП должны располагаться на координатных поверхностях, охватывающих испытуемое изделие, и не должны препятствовать свободному доступу в зону измерений, наиболее целесообразным является размещение этих катушек на цилиндрической поверхности. Тогда изделие может быть установлено на технологическую транспортную тележку и свободно доставлено в рабочую зону ПИП.

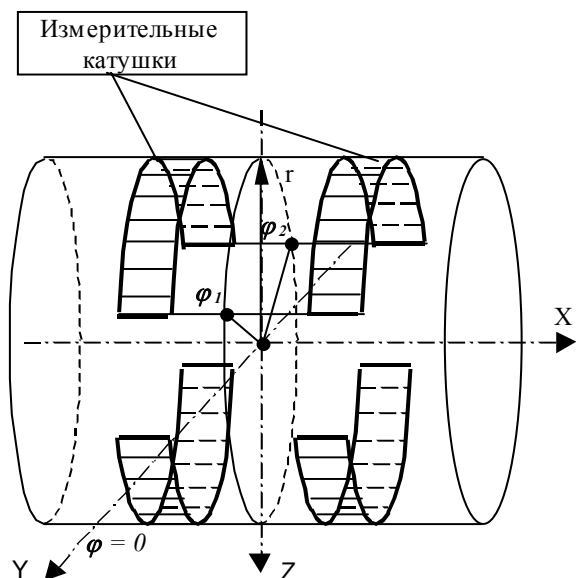


Рис.1

На рис.1 для наглядности приведена геометрия контура для измерения коэффициента h_{21} . Он состоит из четырех измерительных катушек, симметрично расположенных относительно осей на координатной поверхности (в данном случае - цилиндре). Измерительные катушки включаются последовательно таким образом, чтобы складывались сигналы от измеряемых магнитных потоков этого мультиполя.

Для измерения коэффициента g_{21} используются измерительные катушки аналогичные h_{21} , лишь повернутые вокруг оси X на 90° . Измерительные катушки располагаются на цилиндрической поверхности симметрично относительно продольной оси X и центральной плоскости $X=0$ (рис.2).

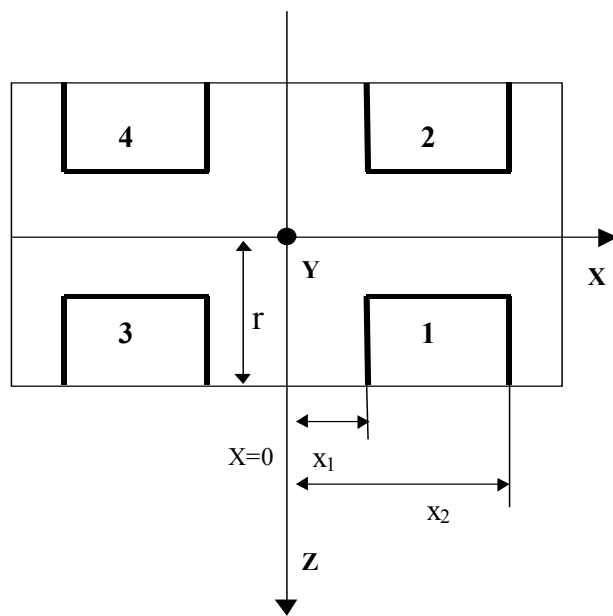


Рис.2.

В цилиндрической системе координат ЭДС одной седлообразной обмотки с $x_1 > 0$ и $x_2 > 0$ рис.2, определяются соотношением:

$$E = \omega w \int_S B_r dS = -\omega w \mu_0 r \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{x_1}^{x_2} \frac{\partial U}{\partial r} d\varphi dx =$$

$$= -\omega w \mu_0 r \left\{ \alpha g_{10} \left[\frac{r}{(r^2 + x_2^2)^{3/2}} - \frac{r}{(r^2 + x_1^2)^{3/2}} \right] - \right.$$

$$- \sin \frac{\alpha}{2} (g_{11} \cos \varphi_o + h_{11} \sin \varphi_o) -$$

$$- \left[\frac{2x_2(2r^2 + x_2^2)}{r^2(r^2 + x_2^2)^{3/2}} - \frac{2x_1(2r^2 + x_1^2)}{r^2(r^2 + x_1^2)^{3/2}} \right] +$$

$$+ \alpha \cdot g_{20} \left[\frac{3x_2 r}{2(r^2 + x_2^2)^{5/2}} - \frac{3x_1 r}{2(r^2 + x_1^2)^{5/2}} \right] - \dots \left. \right\} \quad (1)$$

где ω - угловая частота; w - число витков измерительной катушки; μ_0 - магнитная постоянная; r - радиус цилиндра; φ_1, φ_2 - параметры измерительной катушки (рис.1); x_1, x_2 - параметры измерительной катушки (рис.2); $\alpha = \varphi_2 - \varphi_1$; $\varphi_o = \frac{\varphi_1 + \varphi_2}{2}$.

ЭДС на выходе такого ПИП состоящего из четырех катушек с учетом их соединения в измерительную обмотку будет равна:

$$E_{g_{21}}(h_{21}) = E_1 - E_2 + E_3 - E_4 =$$

$$= -\omega w \mu_0 r \left\{ -8g_{21} \sin \frac{\alpha}{2} \left[\frac{x_2^2 - 2r^2}{(r^2 + x_2^2)^{5/2}} - \frac{x_1^2 - 2r^2}{(r^2 + x_1^2)^{5/2}} \right] + \right.$$

$$+ 4g_{41} \cdot r^2 \sin \frac{\alpha}{2} \left[\frac{8r^2 - 27x_2^2}{(r^2 + x_2^2)^{9/2}} - \frac{8r^2 - 27x_1^2}{(r^2 + x_1^2)^{9/2}} \right] -$$

$$- \frac{80}{9} r^2 g_{43} \sin \frac{3\alpha}{2} \left[\frac{19r^2 - 9x_2^2}{(r^2 + x_2^2)^{9/2}} - \frac{19r^2 - 9x_1^2}{(r^2 + x_1^2)^{9/2}} \right] + \dots \quad (2)$$

где E_1, E_2, E_3, E_4 — ЭДС наводимая в 1, 2, 3, 4 измерительных катушках (рис.2).

Чтобы исключить сигнал гармоники $g_{43}(h_{43})$ принимаем $\alpha = 120^\circ$. Тогда $\sin \frac{3\alpha}{2} = 0$, а соотношение (2) для ЭДС на выходе ПИП примет следующий вид

$$E_{g_{21}(h_{21})} = 4\sqrt{3} \omega w \mu_o r \times$$

$$\times \left\{ g_{21} \left[\frac{x_2^2 - 2r^2}{(r^2 + x_2^2)^{5/2}} - \frac{x_1^2 - 2r^2}{(r^2 + x_1^2)^{5/2}} \right] + \right.$$

$$+ \frac{1}{2} g_{41} \left[\frac{4r^4 - 27r^2 x_2^2 + 4x_2^4}{(r^2 + x_2^2)^{9/2}} - \right.$$

$$\left. \left. - \frac{4r^4 - 27r^2 x_1^2 + 4x_1^4}{(r^2 + x_1^2)^{9/2}} \right] + \dots \right\} \quad (3)$$

Из соотношения (3) вытекает условие исключения из измеряемого сигнала гармоники $g_{41}(h_{41})$:

$$\frac{4r^4 - 27r^2 x_2^2 + 4x_2^4}{(r^2 + x_2^2)^{9/2}} - \frac{4r^4 - 27r^2 x_1^2 + 4x_1^4}{(r^2 + x_1^2)^{9/2}} = 0. \quad (4)$$

Неизвестные x_1 и x_2 приводим к r и приведенные значения принимаем равными $x_2^2/r^2 = a$; $x_1^2/r^2 = b$.

Тогда уравнение (4) принимает вид

$$\frac{4 - 27a + 4a^2}{(1+a)^{9/2}} - \frac{4 - 27b + 4b^2}{(1+b)^{9/2}} = 0 \quad (5)$$

Обозначим первое c_1 и второе c_2 слагаемые в уравнении (5) как функции от a и b $c_1 = f(a)$, $c_2 = f(b)$. Кривые этих функций идентичны и имеют с осью абсцисс две точки пересечения $a_1 = b_1 = 0,15$ и $a_2 = b_2 = 6,6$.

Следовательно, если принять $x_1^2/r^2 = 0,15$, а $x_2^2/r^2 = 6,6$, то выражение в квадратных скобках при коэффициенте g_{41} в соотношении (3) обращается в нуль. Таким образом, условие обращения в нуль выражения при $g_{41}(h_{41})$ следующее:

$$|x_2| = 0,389 \cdot r \text{ и } |x_1| = 2,569 \cdot r.$$

Однако, анализ зависимостей $c_1 = f(a)$ и $c_2 = f(b)$ приводит к выводу, что существует еще много пар значений x , при которых $c_1 = c_2$. Следовательно, можно выбрать такие значения, при которых x_2 и x_1 будет значительно меньше, что дает возможность варьировать габаритами ПИП.

ПИП на цилиндрической поверхности занимает определенную площадь и в случае дефицита места можно использовать ПИП построенный на сфере.

Рассмотрим контурную измерительную катушку, уложенную на сфере радиуса R (рис.3).

Размеры ее произвольны. Измерительная катушка имеет четыре стороны, каждая из которых проложена вдоль сферических координатных линий θ и φ . Для двух из сторон $\theta = const$ при $\varphi = var$; для двух других — $\varphi = const$ при $\theta = var$. При этом значения констант θ или φ для каждой стороны различны и также произвольны.

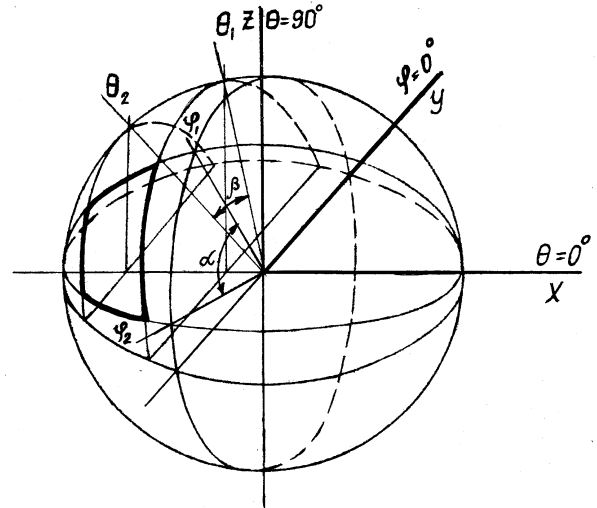


Рис.3.

ЭДС, наводимая расположенным в центре этой сферы источником магнитного поля, в такой катушке с числом витков w , будет равна

$$E = \omega w \int_S B_R dS, \quad (6)$$

где $B_R = \mu_o H_R = -\mu_o \frac{\partial U_{nm}}{\partial R}$,

$$dS = R^2 \sin \theta d\varphi d\theta,$$

$$\frac{\partial U_{nm}}{\partial R} = - \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n+1}{R^{n+2}} (g_{nm} \cos m\varphi +$$

$$+ h_{nm} \sin m\varphi) \cdot P_n^m(\cos \theta)$$

$$E = -\omega w \mu_o \iint_{\varphi \theta} \frac{\partial U_{nm}}{\partial R} R^2 \sin \theta d\varphi d\theta =$$

$$= \mu_o \omega w \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{m=0}^n \frac{n+1}{R^n} \left[\frac{g_{nm}}{m} (\sin m\varphi_2 - \sin m\varphi_1) - \right. \quad (7)$$

$$\left. - \frac{h_{nm}}{m} (\cos m\varphi_2 - \cos m\varphi_1) \right] \int_{\theta_1}^{\theta_2} P_n^m(\cos \theta) \sin \theta d\theta.$$

Анализ распределения потенциала тессеральной гармоники квадрупольного источника на единичной сфере, т.е. "образа" гармоники [2] показывает, что для ее измерения на сфере радиуса R необходимо разместить четыре такие измерительные катушки.

Измерительные катушки располагаются симметрично относительно трех ортогональных плоскостей

больших кругов сферы.

ЭДС на выходе такого ПИП определяется соотношением

$$E = 4\mu_0\omega w \left[\frac{3}{R^2} g_{21} \sin \alpha (\sin^3 \theta_2 - \sin^3 \theta_1) + \frac{25}{R^4} g_{41} \sin \alpha \times \right. \\ \left. \times \int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin^2 \theta (7 \cos^3 \theta - 3 \cos \theta) d\theta \right] \quad (8)$$

Для исключения из измерений четвертой пространственной гармоники необходимо выбрать такие значения θ_1 и θ_2 , при которых

$$\int_{\theta_1}^{\theta_2} \sin^2 \theta (7 \cos^3 \theta - 3 \cos \theta) d\theta = 0. \quad (9)$$

Решение интеграла в уравнении (9) дает следующее выражение:

$$\frac{1}{15} (20 \sin^3 \theta_2 - 21 \sin^5 \theta_2 - 20 \sin^3 \theta_1 + 21 \sin^5 \theta_1) = 0; \quad (10)$$

Обозначим слагаемые в уравнении (10) как

$$y_1 = -(20 \sin^3 \theta_1 - 21 \sin^5 \theta_1) \\ y_2 = 20 \sin^3 \theta_2 - 21 \sin^5 \theta_2 \quad (11)$$

Функции y_2 и y_1 симметричны относительно оси θ и имеют график синусоидального вида. Поэтому прямая $y = \text{const}$ пересекает график функции $y = f(\theta)$ в рассматриваемом интервале $0 < \theta < \pi/2$ в двух точках: при θ_1 и θ_2 . Здесь существует множество пар значений θ_1 и θ_2 , при которых будет соблюдено условие $y_2 = -y_1$. Практически значение θ_1 выбирается из соображений удобства доступа внутрь преобразователя транспортной тележки с измеряемым электрооборудованием. Например, если принять $\theta_1 = 30^\circ$, то ему соответствует $\theta_2 = 66^\circ$.

Для измерения коэффициента h_{21} на той же сфере размещаются четыре измерительные катушки, по параметрам идентичные катушкам измеряющим коэффициент g_{21} , но развернутые по отношению к последним на 90° вокруг оси $\theta = 0^\circ$. Учитывая это, с целью упрощения конструкции ПИП, угол α в обоих случаях выбирается равным 45° , т.е. $\alpha = 2\varphi = 90^\circ$.

ВЫВОДЫ

Рассчитаны параметры статического контурного первичного измерительного преобразователя селективирующего тессеральные квадрупольные составляющие спектра пространственных гармоник источника магнитного поля на цилиндрической и сферической координатных поверхностях.

Совместное применение колец Максвелла, катушек Боева - Островершенко и рассмотренного в статье первичного измерительного преобразователя для измерения тессеральных составляющих квадруполья дает возможность разработать стенд позволяющий измерять все составляющие квадрупольного магнит-

ного момента без изменения положения технического объекта на стенде.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Яновский Б.М. Земной магнетизм. - Изд. Ленинградского университета, 1964.
- [2] С.Волохов. Геометрические образы магнитных мультиполей и магнитный центр // II Міжнародна науково-технічна конференція «Метрологія в електроніці - 97», 13-16 жовтня 1997 р. Харків. Праці конференції, т. 1, С.200 - 202
- [3] П.Добродеев. Измерение параметров дипольно - квадрупольной модели источника магнитного поля точечными датчиками // II Міжнародна науково-технічна конференція «Метрологія в електроніці - 97», 13-16 жовтня 1997 р. Харків. Праці конференції, т. 1, С.182 - 184.
- [4] Л.Ивлева. Измерительное устройство на основе контурных катушек // II Міжнародна науково-технічна конференція «Метрологія в електроніці - 97», 13-16 жовтня 1997 р. Харків. Праці конференції, т. 1, С.179 - 181.
- [5] Волохов С.А., Ивлева Л.Ф. Методическая погрешность измерений магнитного момента // Техническая электродинамика, 1996, № 4, С. 72-74.
- [6] В.Розов, А.Ерисов, С.Волохов. Стенд для измерения магнитных моментов изделий // II Міжнародна науково-технічна конференція «Метрологія в електроніці - 97», 13-16 жовтня 1997 р. Харків. Праці конференції, т. 1, С.167 - 169.
- [7] Афанасьев Ю.В. и др. Средства измерений параметров магнитного поля. -Л.: Энергия, 1979. -320 с.
- [8] А.с. (СССР) №577485. МКИ G01R33/02. Устройство для измерения магнитного поля рассеяния электрической машины / В.М.Боев, В.Т.Островершенко. - Оpubл. Бюл. №39, 1977.

Поступила 12.07.2003

АНАЛІЗ БАЗОВИХ ДЕРЖАВНИХ СТАНДАРТІВ З ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ

Латинін Ю.М., к.ф.-м.н., доц.

Українська інженерно-педагогічна академія

Україна, 61003, м. Харків, вул. Університетська, 16, УПА, кафедра «Теоретичної та загальної електротехніки»
тел. (0572) 20-63-87

Міліх В.І., д.т.н., проф.

Національний технічний університет «Харківський політехнічний інститут»

Україна, 61002, г. Харків, вул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПІ», кафедра «Загальної електротехніки»
тел. (0572) 40-04-27, факс (0572) 40-06-01, E-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

На підставі системного підходу проведений аналіз базових стандартів з електротехніки, що визначають її основні поняття та терміни. Виявлено, що стандарти не корелюють між собою, а у деяких випадках і суперечать один одному, найбільш загальні поняття не містять якісного визначення. Зроблений висновок, що структуру, зміст, дефініції базових стандартів треба переробити так, щоб вони відповідали сучасному стану розвитку електротехніки. Викладені вимоги до дефініцій термінів та понять.

На основе системного подхода проведен анализ базовых стандартов по электротехнике, которые определяют ее основные понятия. Сделан вывод, что стандарты недостаточно коррелируют между собой, многие формулировки не содержат качественной составляющей, а некоторые дефиниции не только не отражают сути, но и противоречат друг другу. Изложены требования к терминологии и дефинициям терминов. Базовые стандарты нуждаются в изменении структуры, формулировок, наполнении дефиниций новым содержанием, чтобы они отвечали современным требованиям развития электротехники.

Неможливо переоцінити роль, яку відіграють стандарти у всіх сферах від навчання до виробництва. Особливо це відноситься до основоположних стандартів, що визначають основні, базисні поняття і, таким чином, впливають на розуміння сутності та створення нових термінів, використання їх в більш часткових стандартах. Достатньо нагадати загальновідоме: будь яка наука починається з термінології.

Перші вітчизняні стандарти з електротехніки без сумніву відіграли позитивну роль. Але Україна не мала досвіду, традицій в їх створенні. Стандарти народжувались у швидкому темпі. Деякі вузько галузеві стандарти, що містять загальні поняття, створювалися раніше, ніж базові [1,2], які стандартизують узагальнюючі терміни, поняття, визначають їх зміст. Таке становище відбулося на якісній стороні. Наприклад, одні і ті ж поняття у різних стандартах визначають різними словосполученнями: “струм спливу” - “струм витоку”, “обмотка” - “обвитка”, “надструм” - “струм перевантаження”, “вітка” - “гілка” тощо, що перешкоджає користуванню ними, створенню єдиної термінології.

Сформулюємо, яким вимогам повинні відповідати стандарти, щоб їх довгострокове використання задовольняло вимогам часу, потребам суспільства:

1. Визначати галузь науки, виробництва і т.д., де даний стандарт використовують.

2. Бути внутрішньо не суперечливим. Терміни повинні бути взаємно пов'язаними, узгодженими один з одним. Недоречно одне і теж поняття стандартизувати різними словосполученнями.

3. Узгоджуватися, корелюватися з вітчизняними й іноземними стандартами цієї та інших галузей.

4. Поняття, терміни викладають у послідовності: спочатку більш загальні, а потім менш; причому кож-

ний послідовний термін витікає з попереднього, або пов'язаний з ним. У визначеннях нових понять треба використовувати вже стандартизовані терміни.

5. Дефініція повинна відтворювати якісну, сутнісну сторону явища, предмету, величини. Тоді перехід від однієї термінології до термінології у іншій галузі не викликати труднощів. Назву терміну і його дефініцію викладають найбільш загальними, широко вживаними словами.

Метою даної роботи є аналіз стандартів з електротехніки ДСТУ 2843-94 [1] і ДСТУ 2815-94 [2], що визначають її основні базові поняття та терміни, а також ДСТУ 3120-95 [3], що встановлює літерні позначення основних величин, на відповідність цих стандартів зазначеним вимогам. Щоб розрізнити далі терміни стандартів [1] і [2], зауважимо, що терміни стандарту 2815 нумерують двома числами, між якими стоїть крапка, а терміни стандарту 2843 - одним числом.

Проаналізуємо галузі застосування ДСТУ 2843-94 та 3120-95 [1,3]. Перший стандарт визначає основні поняття та терміни електротехніки, а другий – літерні позначення основних електричних та магнітних величин. Так ковзання, відношення кількості витків котушок, кількість витків неможливо віднести не тільки до основних, а й до другорядних магнітних чи електричних величин. Тому їх немає в ДСТУ 2843-94. Буквене позначення добротності є [3], а поняття, яке належить, з нашої точки зору, до основних, немає. Такі поняття, як електрична машина, трансформатор й інші, належать до основних термінів, понять у галузі електротехніки (див. [4], де наведено 4000 термінів, понять, визначень в галузі електротехніки: теоретичної, електричних машин, трансформаторів тощо).

Якщо проаналізувати внутрішню структуру ДСТУ 2843, зокрема розділ 7 (“Топологічні поняття

теорії електричних кіл”), то можна усвідомити, що доцільніше віднести його до теорії електричних та магнітних кіл, тобто до теоретичної електротехніки. Стандарт 3120-95 дає літерні позначення майже усіх електротехнічних величин (основних та другорядних). Таким чином, визначення галузі застосування обох стандартів не відповідає реальному становищу.

У базових стандартах нерідко виявляється невідповідність визначень термінів, їх істотних ознак, що подані українською та російською мовами, тобто невідповідність вимогам п.3. Так *однозв'язну область* утворюють контури (п.50, рос.), а не вихрові струми (укр.); *багатополосник* є частиною кола (п.172, укр.), а не схеми (рос.); поширюється, біжить електромагнітна хвиля (рос.), а не амплітуда напруги, струму (п.201, укр.). *Веберамперну характеристику* (п.85) визначає залежність потокозчеплення елемента або ділянки електричного кола (рос.), а не магнітного потоку (укр.).

Місце розташування у ДСТУ 2843 поняття “*діюче значення струму*” (п.190) не відповідає вимозі п.4: ряд термінів визначений через це поняття раніше, зокрема у п.122-127 (*активний, реактивний, повний опір та провідність*). Останні відносяться до параметрів елементів, кіл синусоїдного струму, який визначає тільки п.185. *Двополосник* визначає п.170, а його ВАХ – значно раніше: п.83. *Кутову частоту* (п.186) визначає “швидкість зміни фази струму”, а останню, тобто фазу струму – п.187. Поняття “*коливальний контур*” (п.211), з нашої точки зору, необхідно розмістити раніше, оскільки п.209 – “*коливальна складова вільного струму*” фактично його передбачає: “зумовлена обміном енергією між електричним полем конденсаторів і магнітним полем індуктивних котушок електричного кола”. Пункт 85 визначає *веберамперну характеристику* через залежність потокозчеплення, але останнє визначає лише п.96. Термін “зчеплений магнітний потік” взагалі не визначений, хоч через нього дається дефініція “*електромагнітної індукції*” (п.65), *самоіндукції* та *взаєміндукції* (п.66, 67). *Фазу багатofазної системи кіл* (п.129), тобто суто реальну річ, визначають через явище - струм, а точніше - через багатofазну систему електричних струмів (п.132).

Вектор Пойнтинга (п.15) визначений через поняття “електромагнітна потужність”, якого немає у стандарті. Доцільніше визначити його через поняття “*електромагнітна енергія*” (п.7), тобто через миттєву швидкість зміни електромагнітної енергії. Терміни “*магнітний*” (п.54) і “*магнітний момент магнітного диполя*” (п.55) визначені через поняття “елементарний електричний струм”, якого немає у стандарті. *Комутація електричного кола* (п.3.111) – *зміна структури* (не визначений термін) *чи фізичних величин (ЕРС, параметрів) електричного кола* (мабуть тут мали на увазі причину перехідних процесів).

В ДСТУ 2815 є термін “*пристрій, злучений у трикутник*” (п.4.31), а його дефініція відсутня. Фактично відсутня і дефініція поняття “*однофазне коло*” (п.3.72) - *злучення однофазних пристроїв*, оскільки визначення останніх немає. Та й взагалі, коло не може

бути злученням або з'єднанням.

Пункт 3.136 ДСТУ 2815 визначає “*магнітний потік*”, як “потік вектора магнітної індукції”, тобто через математичне поняття. Якісне визначення цієї величини відсутнє, як і математичне, що вважається вже відомим. Дефініція поняття “*магнітний потік*” у ДСТУ 2843 викладена не чітко і не робить розуміння сутності його яснішим: *Магнітний потік* (п.12) - “*скалярна величина, що зображує магнітне поле у вигляді замкнутого (?) вихрового матеріального потоку, швидкість зміни якого у часі дорівнює ЕРС контура, який охоплює цей потік*”. З визначення неможливо зрозуміти, що ж таке магнітний потік? Поле у вигляді, чи величина, яка визначається швидкістю. Така дефініція не є всеосяжною. Вона не визначає стаціонарний магнітний потік, оскільки ЕРС в цьому випадку не виникає. Взагалі, потік це одна величина, а швидкість його зміни у часі - зовсім інша. Дефініція не корелює і з визначенням магнітного потоку у фізиці. Отож, визначати магнітний потік таким чином недоречно.

Розглянемо, як у назвах термінів, їх визначеннях використовують найбільш поширені та вживані слова, які історично закріпилися за тим чи іншим пристроєм, величиною, терміном. Наприклад, у ДСТУ 2843 [1] повернулися до архаїчного і забутого в електротехніці поняття “*сила струму*”. Але при визначенні інших термінів, де у такому разі треба вживати це словосполучення, залишили термін “струм”, як і у стандарті 2815 [2]. У терміні “*діюче значення струму*” (п.190), слово діючий повинно вживатися з словосполученням “сила струму”, а не з словом “струм”. У розробленому пізніше стандарті 3120-95 [3] “струм” та “*сила струму*” фігурують як тотожні поняття.

Взагалі, базові стандарти містять багато однакових термінів, понять. Це не доцільно. Але зрозуміло, чому так сталося: стандарти створювалися одночасно, а направляючого, координуючого органу, складається враження, не було. З таким становищем можна б було погодитись, якщо б терміни та їх визначення були однаковими, або, в крайньому разі, близькими, зкорельованими.

Але базові стандарти, що аналізуються, в багатьох визначеннях не тільки не корелюють між собою, а у деяких випадках суперечать один одному. Нерідко для опису однакових понять, величин стандарти вводять різні терміни. Наприклад, “*пульсуючий струм (напруга)*” (п.184) – “*пульсна напруга (струм)*” (п.3.53). У відповідності з ДСТУ 2843 - *змінний струм – струм, що змінюється у часі*, а ДСТУ 2815 (п.3.49) визначає його як *періодичний струм, середнє значення якого за період дорівнює нулю*. Стандартизовані терміни “*коефіцієнт послаблення*” (п.203) та “*коефіцієнт згасання*” (п.3.112) - це одне і те ж. Але дефініції їх сформульовані трохи по різному, як і термінів “*коефіцієнт поширення*”, “*коефіцієнт фази*” (п.202, 204 та п.3.113, 3.114).

Прикладом того, що в стандарті 2815 використовують рідко вживані, застарілі слова, є термін “*злучати*” (п.3.67), а також “*злучення*” (п.3.68) замість поширеного слова “*з'єднання*” (п.89), що характеризує тип вмикання: послідовне, паралельне тощо. Великий тлумачний

словник сучасної української мови [5] (170 тис. слів) стверджує, що “злука”, це рідко вживане слово, а слова “злучення” зовсім нема. Аналогічна ситуація і в технічному словнику [6] (58 тис. термінів), де у всіх словосполученнях використовують виключно слово “з’єднання”. В словниках [7] (40 тис. найуживаніших слів) і [8] (52 тис. слів, включаючи термінологічну та наукову лексику) слова “злучення” також немає. Залишається додати, що стандарт [9] замість терміна “з’єднання” використовує слово “сполучення”.

Така ж ситуація з терміном “*випростувач*” – *пристрій, що перетворює змінний струм на струм одного напрямку* - (п.4.105). В технічний, довідковий літературі найчастіше використовують термін – випрямляч. У стандарті [10] за пристроєм, що перетворює змінний струм у постійний закріплений один термін – “*випрямляч*” (п.4.1 ДСТУ 2847-94). Тільки це слово є і в технічному словнику [6]. В літературі з електротехніки та електроніки, що надрукована вже після стандартизації терміну “*випростувач*”, останній не зустріти, як і в фізичному словнику [11], словнику-довіднику [12] (100 тис.слів). Тому рішення стандартизувати цей термін, як і “злучення”, було не тільки недоцільним, а й помилковим.

ДСТУ 2843-94 визначає поняття “*пульсуючий струм*”. Воно співпадає з його дефініцією у Великому тлумачному словнику: *періодичний струм незмінного напрямку*. Але ДСТУ 2815-94 замість слова пульсуюча використовує “*пульсна*”, якого немає в [5]. Пульсний струм (п.3.53) визначається як *періодичний струм, середнє значення якого за період не дорівнює нулю*, а у відповідності з п.184 - *періодичний електричний струм, який не змінює свого напрямку*. Остання дефініція є доцільнішою, більш фізичною та безпосередньо зв’язаною з визначенням струму.

Визначення терміну “*інвертор*” (п 4.106), як “*перетворювача струму одного напрямку на систему змінних струмів*”, не співпадає з його дефініцією в словнику [5] та стандарті [10]. Останні визначають його як пристрій, що перетворює постійний струм на змінний. У першому випадку у відповідності з визначенням струм може бути й пульсуючим.

Дефініція короткого замикання (п.5.16) - “*злучення точок кола, що перебувають під різними потенціалами, через відносно малий резистанс*”, тобто через малу дійсну частину комплексного імпедансу (визначення резистансу - п.3.23) не відповідає сутності. Точки кіл постійного й змінного струмів можна замикати реально існуючим елементом: провідником, резистором, котушкою чи конденсатором. Але в останніх випадках коротке замикання виникне лише тоді, коли ці елементи матимуть незначний повний опір (імпеданс), а не резистанс. Взагалі, сутність поняття резистансу у обох стандартах різне: у ДСТУ 2843 - це електричний опір або чинник теплового розсіювання у колах постійного струму (п.92), а у відповідності з ДСТУ 2815 – це активний опір (п.3.23) або дійсна частина комплексного імпедансу (п.3.16), який відноситься до характеристик кіл (двополюсника) змінного струму.

“*Симетричне багатофазне коло*” (п.131) – *багатофазне коло, у якого комплексні опори, що складають його фази, однакові*. Комплексні опори існують у голові людини і не можуть складати фази багатофазного кола. Крім того, така дефініція більше підходить до визначення симетричного багатофазного приймача, а не кола в цілому. У багатофазному колі існує і багатофазне джерело. Останнє може бути несиметричним, або стати таким в разі нештатної роботи. Тоді все коло, не дивлячись на те, що комплексні опори фаз його однакові, буде несиметричним. Отже, наведене визначення не є повним.

Стандарти нерідко отождествлюють реальні речі з ідеальними, або замінюють їх моделями: схемними, математичними: напрямок струму замінює його знак, а фазу (п.187) – *аргумент синусоїдного струму* (у струму немає ніякого аргументу: див. визначення струму п.40 та сили струму п.41). В дефініціях найчастіше використовують математичні поняття: *різниця* (зсув фаз, електричний, магнітний потенціал); *середнє значення*, *відношення* (коефіцієнт потужності, хвильовий опір, відносна діелектрична або магнітна проникність), *«величина обернена до...»*: (п.69 - *питомий електричний опір*), *кондуктанс* (п.123 – *активна електрична провідність*). Ще приклад заміни якісного визначення математичним, кількісним: *аперіодична складова вільного струму* (п.210) - *складова вільного струму, яка змінюється у часі без зміни його знаку*. Зупинимось на цьому, хоч перелік можна продовжити.

ДСТУ 2815 визначенню схеми, її властивостей приділяє уваги більше, ніж колу. Цей стандарт (розділ 3 “Загальні поняття”) починається з визначення схеми (п.3.1) – “*графічна модель електричного кола, яка зображає його за допомогою ідеальних елементів*”. Таке визначення не є всеосяжним. Електричні машини, трансформатори, перемикачі і т.д. на принципових, структурних схемах подають умовними зображеннями, а не за допомогою ідеальних елементів.

Дефініція терміну “*схема заміщення*” (п.3.26) є типовим зразком тавтології - *еквівалентна електрична схема, призначена для опису кола за допомогою схеми, яка складається із ідеальних елементів*. Ці визначення не корелюють з їх дефініцією у ДСТУ 2843 (п.154,155). Якщо ж взяти до уваги існуючий стандартизований термін (п.158) “*еквівалентна електрична схема*”, то використання його у визначенні схеми заміщення заплутує сутність поняття. Взагалі, стандарти ідеалізують схему, перебільшують її значення, подають так, ніби вона більш загальне поняття, ніж коло. У відповідності з ДСТУ 2815 схема має *вітку, вузол* (п.3.2, 3.3), *затискачі* (п.4.8): *вхідні (вихідні п.4.46); вхідний (вихідний) імітанс* (п.3.47). Вона визначає *активний елемент* (п.3.5), *чотириполюсник*, не дивлячись на те, що останній є частковим випадком *багатополюсника* (п.4.42), який у свою чергу є відповідним колом, а не схемою. У схемі, тобто чотириполюсника, є *схема (L,Г,Т,П, мостова* - п.4.34-4.38).

Дефініція поняття “*топология схем*” (п.3.35), як “*розділу, що вивчає злучення (з’єднання) між собою ідеальних елементів, що входять до електричного*

кола”, виявляє протиріччя у визначенні схеми. Незрозуміло, про що тут йде мова: чи про схему, чи про коло з ідеальними елементами. Останні у відповідності з визначенням (п.3.8) є абстракцією. Коло, а не схема, може бути каскадним (п.4.43), ланцюговим (п.4.40). Деякі інші стандарти також абсолютизують схему. Так ДСТУ 2847-94 [10] визначає такі схеми: *основну, керовану, некеровану, нульову, мостову, дво-півперіодну, симетричну, несиметричну* тощо.

Пункт 190 визначає “*діюче значення (синусоїдного електричного) струму*”, а ДСТУ 2815 (п.3.150) - *діюче (ефективне) значення періодичного струму*. Але доцільніше цей термін подати як “діючий струм”, або, принаймні, у відповідності з п.41 ДСТУ 2843 – “*сила діючого струму*”. Слова “синусоїдний електричний” є зайвими. Вони звужують поняття діючого струму, не відповідають суті і їх треба вилучити. Слово “значення” у терміні не є обов’язковим: діє струм, а не значення, та й будь-яка величина лише тоді має сенс, коли виміром можна визначити її числове значення. По друге, це загальне поняття відноситься до характеристики усякого періодичного струму [2], а не тільки синусоїдного. Без вказаних слів воно використане у примітці і при визначенні раніше викладених понять, зокрема в п.122-127. По третє, у визначенні відсутні якісні ознаки, характеристики. В четвертих, кількісне визначення терміну містить протиріччя: “... за період..., за один і той же проміжок часу виділяє...”. Якщо користуватися останнім кількісним визначенням, то діючий струм залежатиме не тільки від характеру зміни періодичного струму у часі, а й від проміжку останнього, якщо вибирати останній довільним, а не кратним періоду.

Взагалі, використання в дефініціях слів «значення», «величина» не завжди є доцільним. Наприклад, у п.177 (миттєвий електричний струм), п.188 (початкова фаза) та інших значення (числове) отожденоються з електротехнічною величиною. Тому слово “значення” у вказаних визначеннях необхідно викинути, як і у п.70 (надпровідність), п.112,113 (лінійне, нелінійне електричне коло). *Сила струму* (п.41) – скалярна величина, що характеризує величину струму ... (сила струму і є величиною); *магнітна індукція* (п.11) – векторна величина, якою характеризують інтенсивність магнітного поля за величиною сили (сила і є величина).

Там, де назви термінів двох стандартів співпадають, існують різні визначення їх як між собою, так і з російською редакцією. А деякі з дефініцій зовсім по різному визначають сутність однакових термінів, величин.

Повна сила електричного струму у відповідності з (п.46) та словником Фізика ([13], стор.865) є сумою струмів провідності та зміщення. У відповідності з п.3.153 *повний струм - явище напрямленого руху носіїв заряду і (чи) явище зміни електричного поля у часі*. Таке визначення незрозуміле як по суті, так і по формі. Визначати повний струм, як явище (п.8 ДСТУ 2843) (окрім струму провідності), немає сенсу, оскільки чітку дефініцію важко сформулювати.

ДСТУ 2843 (п.177) визначає поняття *миттєвий електричний струм - значення струму в даний мо-*

мент часу, як і ДСТУ 2815 (п.4.57) - струм у даний момент часу. Але в п.3.137 поряд з ним є термін “*значення миттєвого електричного струму*” - *значення електричного струму в даний момент часу*. Чим ці терміни відрізняються важко збагнути, оскільки струм характеризується кількісним параметром - числовим значенням й напрямком. Неможливо зрозуміти різницю між терміном “багатофазне коло” яке є злученням... (п.4.128) та “багатофазне електричне коло”, яке є колом.... (п.4.44). Визначення трансформатора (п.4.102), як “*пристрою для перетворення параметрів (амплітуд і фаз) напруг і струмів*” не дозволяє уявити, що це за пристрій. Визначення цього терміну російською мовою сформульовано краще, як і в державному стандарті [14].

Більшість термінів, навіть найбільш узагальнюючих, визначають так, що їх дефініції не містять якісного визначення. Наприклад, резонанс - одне з найважливіших явищ. Його вивчають у фізиці, інших дисциплінах. ДСТУ 2815 (п.5.37) визначає його в електричному колі як явище. Але визначення його сутності відсутнє. “*Резонанс в електричному колі*” (п.197, п.198,199 - резонанс напруг, струмів) в ДСТУ 2843 також сформульований не кращим чином: “*явище різкої зміни значень струмів чи напруг у електричному колі, яке містить ділянки індуктивного та ємнісного характеру, в разі зміни частоти напруги живлення чи параметрів елементів схеми. Під час резонансу різниця фаз напруги та струму на вході (двополюсника) кола дорівнює нулю*”. Проаналізуємо це визначення. В ньому:

1. Відсутня кореляція з дефініцією резонансу у фізиці ([13], стор.629), що не дозволяє побачити схожість та різницю між резонансом у механіці, акустиці, електричних колах. Визначення не відповідає п.5 вимог, що викладені вище, і ускладнюватиме розуміння суті цього явища.

2. Визначення не є однозначним. Мова в ньому йде про струми й напруги у множині. А це не відповідає дійсності: струм у нерозгалуженому колі з конденсатором та котушкою індуктивності лише один, як і напруга в розгалуженому. Та й при резонансі струмів різкої зміни набуває лише один струм.

3. Дефініція здійснена через невизначені стандартом терміни: “*різниця фаз*” (у стандарті є різниця початкових фаз - зсув фаз п.189), “*ділянки ємнісного та індуктивного характеру*”, а в п.198, 199 “*індуктивний та ємнісний елементи*” (у стандарті визначені тільки котушки індуктивності та конденсатори). У держстандарті схема (п.154) визначена як одна із моделей електричного кола: “*зображення електричного кола за допомогою умовних позначень, що відбивають з'єднання елементів між собою*...”. Вона не може мати електричні параметри і визначати резонанс через зміну “параметрів елементів схеми” недоречно.

4. Дефініція містить зайві слова, а деякі необхідні - відсутні. Так слово “*значень*” у ньому треба виключити як зайве. Величина лише тоді має сенс, коли її можна виміряти і знайти її числове значення. У відповідності з стандартом, коли мова йде не про явище, треба вживати термін “*сила струму*” (п.41).

5. До визначення резонансу треба залучити поняття, що вже є у стандарті і до нього причетні: “*коливальний контур*”, “*власна частота коливального контуру*” (замість двополюсника). Вказані поняття необхідно розмістити у стандарті раніше, ніж “резонанс”, наприклад, у розділі 6.

6. Ще є питання – чому не може бути стану резонансу без “*зміни частоти напруги живлення чи параметрів елементів схеми*”? Та й чи обов’язкова різка (дуже умовне поняття) зміна напруг та струмів?

В ДСТУ 3120-95 [3] відступили від загальноприйнятих раніше позначень миттєвих, діючих електротехнічних величин, хоч затверджували його пізніше перших двох стандартів [1,2]. Визначати миттєву величину великою буквою, і діючу теж великою, причому останню з хвилястою рисою зверху ($\tilde{I}, \tilde{U}$) або з рисою і нижнім індексом q ($\tilde{I}_q, \tilde{U}_q$), зовсім недоцільно. І ось чому. На час розробки стандарту [3] базові стандарти [1,2] використовували традиційне позначення: миттєву величину - малою буквою, а діючу величину - великою без усяких індексів. І це було вірним: найчастіше вживані величини, а у колах змінного струму до них відносяться діючі та миттєві значення, повинні істотно відрізнятися по зовнішньому виду, а при написанні - не вимагати багато часу. Тому більшість підручників, монографій, що були надруковані вже після затвердження стандарту [3], використовують традиційне позначення миттєвих та діючих величин. Треба додати, що у ДСТУ 3120-95 замість слова “*діюче*” вже використовують слово “*діюве*”.

Крім того, у ДСТУ 3120-95 для позначення максимального значення замість *max* запропоновано використання індексу *m*, як і для амплітуди. Це недоречно, бо максимум і амплітуда не завжди одне й теж.

Немає сенсу наводити усі зауваження до структури стандартів, визначень термінів та понять. Їх настільки багато, що об’єм однієї публікації не дозволяє їх викласти. Тут наведено приклади зауважень, як констатуючих окремі факти, так і з їх супроводженням критичним аналізом. Можливо, що деякі з зауважень ще можуть дискутуватися: автори не претендують на істину в останній інстанції. Навпаки, запрошуємо зацікавлених науковців та викладачів висловитись з проблеми, що розглянута.

А на завершення сформулюємо основні недоліки базових стандартів, що розглянуті вище, які необхідно врахувати при створенні нової редакції стандартів з електротехніки.

ВИСНОВКИ

1. При розробці перших вітчизняних базових стандартів з електротехніки за основу був взятий стандарт СРСР (19880-74) та інші, які відбивали досягнення науки, розвитку суспільства 70-років ХХ століття. Переклад його, зроблені зміни погіршили сутнісну, системну складову цих стандартів.

2. Одні і ті самі поняття стандартизують різними словосполученнями, дефініції термінів різних стандартів не корелюють між собою, а деяких випадках суперечать одне одному. В термінах використовують рідко

вживані слова, а деякі - відсутні в сучасних словниках.

3. Відсутність якісного визначення хоча б у найбільш загальних термінах ускладнює використання стандарту у навчальному процесі, розуміння суті явищ, процесів і навіть суті термінів.

4. Стандарти необхідно переробити на підставі системного підходу, щоб створити систему взаємопов’язаних понять не тільки в електротехніці, а і в суміжних до неї областях.

5. Необхідне чітке розмежування базових стандартів з електротехніки, щоб виключити зайве дублювання термінів і їхню суперечливість.

6. Побудова замкненої системи понять стандарту є складним завданням і потребує зусиль багатьох спеціалістів як у галузі електротехніки, так і суміжних до неї дисциплін.

ЛІТЕРАТУРА

- [1] ДСТУ 2843-94 Електротехніка. Основні поняття. Терміни та визначення.
- [2] ДСТУ 2815-94 Електричні й магнітні кола та пристрої. Терміни та визначення.
- [3] ДСТУ 3120-95. Електротехніка. Літерні позначення основних величин.
- [4] Електротехника. Терминология вып.3. М.: Изд-во стандартов, 1989.-344 с.
- [5] Великий тлумачний словник сучасної української мови. Київ – Ірпінь: ВТФ “Перун”, 2001.-1440 с.
- [6] Російсько-український технічний словник. Луцьк: Візор, 1993.- 1047 с.
- [7] Український орфографічний словник / Уклад. О.А. Леоннова. Донецьк: Сталкер, 1999.-480 с.
- [8] Навчальний правописний словник української мови.- Харків: Око, 1997.-416 с.
- [9] ДСТУ 2267-93 Вироби електротехнічні. Терміни та визначення.
- [10] ДСТУ 2847-94 Перетворювачі електроенергії напівпровідникові. Терміни та визначення.
- [11] Російсько-український фізичний словник Харків: Основа, 1990.-211 с.
- [12] Новий російсько-український словник-довідник. Київ, Довіра, УНВЦ «Рідна мова», 1999.- 878 с.
- [13] Большой энциклопедический словарь. Физика. М.: Больш. Российская энци.-1999.- 944 с.
- [14] ДСТУ 3270-95 Трансформатори силові. Терміни та визначення.
- [15] Русско-украинский словарь. Т.1-3.- Киев: Наукова думка, 1968.

Надіслано 10.07.2003

МЕТОД ИССЛЕДОВАНИЯ МАГНИТНОГО ПОЛЯ ИСТОЧНИКА

Рудас Ю.Д., к.т.н.

Отделение магнетизма института электродинамики НАН Украины

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

тел./факс (0572) 99-21-62

Луников В.С., к.т.н.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт"

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

тел./факс (0572) 40-08-64, E-mail: lupikov@kpi.kharkov.ua.

Розроблено інженерний метод визначення параметрів поверхні другого порядку з постійною величиною індукції – ізодинами магнітного поля, що створюється мультипольним джерелом. Експериментальні дані одержують для фіксованого значення індукції на трьох рівнобіжних площинах, розташованих з однієї сторони від джерела. Метод дозволяє зменшити об'єм експериментальних даних при аналізі розподілів магнітного поля протяжених технічних об'єктів.

Разработан инженерный метод определения параметров поверхности второго порядка с постоянной величиной индукции – изодинами магнитного поля, создаваемого мультипольным источником. Экспериментальные данные получают для фиксированного значения индукции на трех параллельных плоскостях, расположенных с одной стороны от источника. Метод позволяет уменьшить объем экспериментальных данных при анализе распределений магнитного поля протяженных технических объектов.

ВВЕДЕНИЕ

При исследовании и компенсации магнитных полей энергонасыщенных технических объектов возникает вопрос об идентификации источников магнитного поля. В настоящее время решение подобных задач осуществляется путем использования пространственного гармонического анализа (сфероидального или сферического) [1]. Недостатком такого подхода является сложный порядок экспериментального определения параметров источников поля для протяженных технических объектов. Это связано с тем, что для обеспечения требуемой точности описания и эффективности компенсации поля требуется учитывать большое число пространственных гармоник поля. В полной мере эти сложности проявляются при компенсации поля вблизи технического объекта, что не удовлетворяет требованиям современных высоких технологий. В этой связи представляется целесообразным поиск других методов получения характеристик источников поля, основанных на определении коэффициентов пространственных гармоник исходя из дополнительной информации о распределениях поля. При этом способ получения такой информации должен иметь экспериментальную реализацию.

Целью статьи является определение параметров мультипольного источника по данным измерений индукции магнитного поля на заданных плоскостях.

Для достижения поставленной цели в данной работе используется подход, основанный на получении дополнительной информации о мультипольном источнике исходя из анализа расположения в пространстве поверхностей с фиксированной величиной индукции – изодинам [3]. Так как обобщающим свойством любого потенциального поля является его энергетическая функция [4], то в качестве основной характеристики поля используется функция квадрата моду-

ля индукции $|B|^2 = f(x, y, z)$, определяемая по измеренным значениям в точке (x, y, z) .

В качестве допущения предполагается, что изодинамы – поверхности второго порядка.

ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

Обобщенное уравнение поверхности второго порядка в декартовой системе координат может быть представлено в виде [2]

$$a_{11}x^2 + 2a_{12}xy + a_{22}y^2 + 2a_{23}yz + a_{33}z^2 + 2a_{31}xz + 2a_{14}x + 2a_{24}y + 2a_{34}z + a_{44} = 0, \quad (1)$$

где $a_{11} - a_{44}$ – постоянные коэффициенты; x, y, z – координаты точки поверхности.

Число неизвестных коэффициентов этой поверхности равно 10.

Уравнение плоскости Q_i в прямоугольной системе координат представляется выражением вида [2]

$$x_i \cos \alpha_{xi} + y_i \cos \alpha_{yi} + z_i \cos \alpha_{zi} - p_i = 0, \quad (2)$$

где x_i, y_i, z_i – координаты точки плоскости; $\cos \alpha_{xi}, \cos \alpha_{yi}, \cos \alpha_{zi}$ – направляющие косинусы вектора нормали плоскости; p_i – расстояние от плоскости до начала координат.

Индекс "i" используется в дальнейшем для обозначения номера плоскости.

Совместным решением уравнений (1) и (2) при фиксированном значении переменной x и индекса i является кривая второго порядка R_i

$$ay_i^2 + 2by_iz_i + cz_i^2 + 2dy_i + 2ez_i + q = 0, \quad (3)$$

где a, b, c, d, e, q – постоянные коэффициенты, определяемые соотношениями:

$$a = a_{11} \frac{\cos^2 \alpha_{yi}}{\cos^2 \alpha_{xi}} - 2a_{12} \frac{\cos \alpha_{yi}}{\cos \alpha_{xi}} + a_{22}; \quad (4)$$

$$\begin{aligned}
b &= a_{11} \frac{\cos \alpha_{yi} \cos \alpha_{zi}}{\cos^2 \alpha_{xi}} - a_{12} \frac{\cos \alpha_{zi}}{\cos \alpha_{xi}} + a_{23} - a_{31} \frac{\cos \alpha_{yi}}{\cos \alpha_{xi}}; \\
c &= a_{11} \frac{\cos^2 \alpha_{zi}}{\cos^2 \alpha_{xi}} - 2a_{31} \frac{\cos \alpha_{zi}}{\cos \alpha_{xi}} + a_{33}; \\
d &= -a_{11} p_i \frac{\cos \alpha_{yi}}{\cos^2 \alpha_{xi}} + a_{12} p_i \frac{1}{\cos \alpha_{xi}} - a_{14} \frac{\cos \alpha_{yi}}{\cos \alpha_{xi}} + a_{24}; \\
e &= -a_{11} p_i \frac{\cos \alpha_{zi}}{\cos^2 \alpha_{xi}} - a_{14} \frac{\cos \alpha_{zi}}{\cos \alpha_{xi}} + a_{31} p_i \frac{1}{\cos \alpha_{xi}} + a_{34}; \\
q &= a_{11} p_i^2 \frac{1}{\cos^2 \alpha_{xi}} + 2a_{14} p_i \frac{1}{\cos \alpha_{xi}} + a_{44}
\end{aligned}$$

Соотношения (4) содержат в качестве неизвестных 10 коэффициентов поверхности изодинамы (1). Известными величинами являются 6 постоянных коэффициентов кривой R_i и параметры плоскости Q_i : направляющие косинусы и коэффициент p_i . Для однозначного определения коэффициентов поверхности необходимо использовать две кривые R_i ($i=1,2$).

Таким образом, исходная система уравнений для

$$\begin{aligned}
a_{14} &= \frac{\Delta f k D^2 - (\Delta d A a - \Delta e B a) [\Delta d (a_{11} A b - 2a_{31} N a) - \Delta e (a_{11} B b - 2a_{12} N a)]}{k D [\Delta d (a_{11} A b - A a - 2a_{31} N a) - \Delta c (a_{11} B b - B a - 2a_{12} N a)]}, \\
a_{24} &= \frac{q d N a B a - a_{11} \cos \alpha_{y2} \cos \alpha_{y1} [p_1 \cos \alpha_{x2} - p_2 \cos \alpha_{x1}]}{B a} + \frac{a_{12} \cos \alpha_{11} \cos \alpha_{y2} p_1 [\cos \alpha_{x2} - \cos \alpha_{y1}]}{B a}, \\
a_{34} &= \frac{\Delta e N a A a - a_{11} \cos \alpha_{z1} \cos \alpha_{z2} [p_1 \cos \alpha_{x2} - p_2 \cos \alpha_{x1}]}{N a \cdot A a} + \frac{a_{31} N a p_1 [\cos \alpha_{z2} - \cos \alpha_{z1}]}{N a \cdot A a}, \\
a_{44} &= \frac{a_{11} [p_2^2 q_1 \cos^2 \alpha_{x1} - p_2^2 q_2 \cos^2 \alpha_{x2}]}{N a^2 \Delta q} + \frac{2a_{14} N a [p_2 q_1 \cos \alpha_{x1} - p_1 q_2 \cos \alpha_{x2}]}{N a^2 \Delta q}.
\end{aligned}$$

В соотношениях (5) использованы следующие обозначения:

$$N a = \cos \alpha_{x1} \cdot \cos \alpha_{y1};$$

$$A a = \cos \alpha_{z1} \cos \alpha_{x2} - \cos \alpha_{z2} \cos \alpha_{x1};$$

$$B a = \cos \alpha_{y1} \cos \alpha_{x2} - \cos \alpha_{y2} \cos \alpha_{x1};$$

$$C a = \cos \alpha_{y2} \cos \alpha_{z1} - \cos \alpha_{z2} \cos \alpha_{y1}$$

$$A b = \cos \alpha_{z1} \cos \alpha_{y2} + \cos \alpha_{z2} \cos \alpha_{x1},$$

$$B b = \cos \alpha_{y1} \cos \alpha_{x2} + \cos \alpha_{y2} \cos \alpha_{x1}$$

$$k D = a_{12} A a - a_{31} B a - a_{11} C a.$$

Система 12 уравнений позволяет определить расчетные значения параметров p_1 и p_2 секущих плоскостей Q_1 и Q_2 , которые используются для контроля точности расчетов:

$$\begin{aligned}
p_1 &= \frac{\cos^2 \alpha_{x1} \Delta d (a_{11} \cos \alpha_{z2} - a_{31} \cos \alpha_{x2})}{a_{11} k D} - \frac{\cos^2 \alpha_{x1} \Delta e (a_{11} \cos \alpha_{y2} - a_{12} \cos \alpha_{x2})}{a_{11} k D} + \frac{a_{14} \cos \alpha_{x1}}{a_{11}}; \\
p_2 &= \frac{\cos^2 \alpha_{x2} \Delta d (a_{31} \cos \alpha_{x1} - a_{11} \cos \alpha_{z1})}{a_{11} k D} + \frac{a_{14} \cos \alpha_{x2}}{a_{11}} - \frac{\cos^2 \alpha_{x2} \Delta e (a_{12} \cos \alpha_{x1} - a_{11} \cos \alpha_{y1})}{a_{11} k D}.
\end{aligned}$$

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТОВ ПОВЕРХНОСТИ

Определение коэффициентов поверхности изодинамы строится на основе данных о линиях пересечения этой поверхности плоскостями заданного положения. Эти точки далее называются контрольными точками. В качестве исходных данных используются данные измерений компонент индукции магнитного поля в узлах пространственной сетки, покрывающей заданный локальный объем.

Для определения коэффициентов поверхности изодинам разработан метод, который включает следующие операции:

- построение распределения квадрата модуля

определения искомых коэффициентов может быть представлена в виде соотношений (4), в которых индекс i принимает два значения $i=1,2$. Решение этой системы уравнений дает следующие соотношения для коэффициентов поверхности изодинамы:

$$\begin{aligned}
a_{11} &= \frac{N a^2 (\Delta a A a^2 + \Delta c B a^2 - 2 \Delta b A a B a)}{2 A a B a \cos \alpha_{x1} (A b \cos \alpha_{y2} + B b \cos \alpha_{z2})}; \quad (5) \\
a_{12} &= \frac{a_{11} B a B b - \Delta a N a^2}{2 B a N a}; \\
a_{22} &= \frac{\Delta a N a + a_{11} \cos \alpha_{y1} \cos \alpha_{y2}}{N a}; \\
a_{23} &= \frac{(\Delta b B a - a_{12} C a) N a - a_{11} A a \cos \alpha_{y1} \cos \alpha_{y2}}{B a N a}; \\
a_{31} &= \frac{a_{11} A a A b - \Delta c N a^2}{2 A a N a}; \\
a_{33} &= \frac{\Delta c N a + a_{11} \cos \alpha_{z1} \cos \alpha_{z2}}{N a}
\end{aligned}$$

индукции в виде карт с линиями уровней на каждой секущей плоскости;

- выбор изодинамы R с фиксированной величиной индукции;
- задание трех параллельных секущих плоскостей Q_1 - Q_3 в направлении одной из координатных осей.
- задание параметров p_i и $\cos \alpha_{xi}$, $\cos \alpha_{yi}$, $\cos \alpha_{zi}$ ($i = 1,2$) дополнительных секущих плоскостей Q_4 , Q_5 по соотношениям

$$\begin{aligned}
\cos \alpha_{xi} &= (\sin^2 \alpha - \sin^2 \alpha_0)^{0.5}, \\
\cos \alpha_{yi} &= \cos \alpha, \\
\cos \alpha_{zi} &= -\sin \alpha_0,
\end{aligned}$$

где $90^\circ + \alpha_0$ и α определяют углы, которые образуют нормали этих плоскостей с двумя другими координатными осями;

- построение линий $L_1 - L_3$ и $L_4 - L_6$ пересечений плоскостей Q_4 и Q_5 с плоскостями $Q_1 - Q_3$ по формуле $h_i \cos \alpha_{xi} + y_i \cos \alpha_{yi} + z_i \cos \alpha_{zi} - p_i = 0$ ($i = 1, 2$); (6)

- определение на картах уровня контрольных точек пересечения линий $L_1 - L_3$ с кривыми плоских сечений поверхности изодинамы R , и аналогично и для линий $L_4 - L_6$;

- пересчет координат контрольных точек пересечений в систему местных координат секущих плоскостей Q_4, Q_5 ;

- вычислить значения постоянных коэффициентов изодинамы R (пар коэффициентов a, b, c, d, e, q , входящих в соотношение (3) для двух дополнительных секущих плоскостей Q_4 и Q_5) при помощи известного алгоритма определения кривой второго порядка по пяти точкам [2];

- расчет коэффициентов поверхности изодинамы в соответствии с соотношениями (5).

Пересчет осей исходной системы координат (x, y, z) в систему координат (x_i, y_i, z_i) дополнительных секущих плоскостей проводится по соотношениям для косинусов углов нормалей

$$\cos(x \wedge x_i) = -\frac{\cos \alpha}{\cos \alpha_0};$$

$$\cos(y \wedge x_i) = \frac{[(\sin \alpha)^2 - (\sin \alpha_0)^2]^{0.5}}{\cos \alpha_0}, \quad \cos(z \wedge x_i) = 0,$$

$$\cos(x \wedge y_i) = \frac{[(\sin \alpha)^2 - (\sin \alpha_0)^2]^{0.5}}{\operatorname{tg} \alpha_0^{-1}},$$

$$\cos(y \wedge y_i) = \cos \alpha \cdot \operatorname{tg} \alpha_0,$$

$$\cos(z \wedge y_i) = \cos \alpha_0,$$

$$\cos(x \wedge z_i) = \frac{[(\sin \alpha)^2 - (\sin \alpha_0)^2]^{0.5}}{\cos \alpha_0};$$

$$\cos(y \wedge z_i) = \cos \alpha,$$

$$\cos(z \wedge z_i) = -\sin \alpha_0.$$

На рис. 1 показано расположение секущих плоскостей $Q_1 - Q_3$, плоских кривых $R_1 - R_3$ пересечений этих плоскостей с поверхностью изодинамы R , и линий пересечений $L_1 - L_3$ одной из дополнительных секущих плоскостей Q_4 с этими кривыми. Секущие плоскости проведены перпендикулярно оси x .

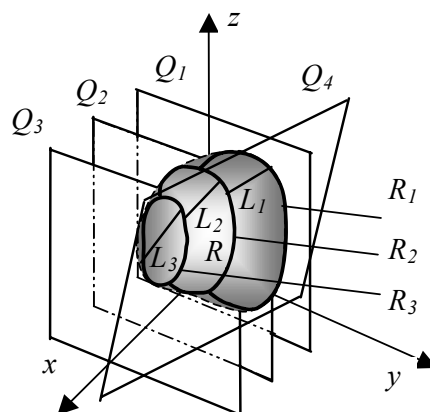


Рис. 1

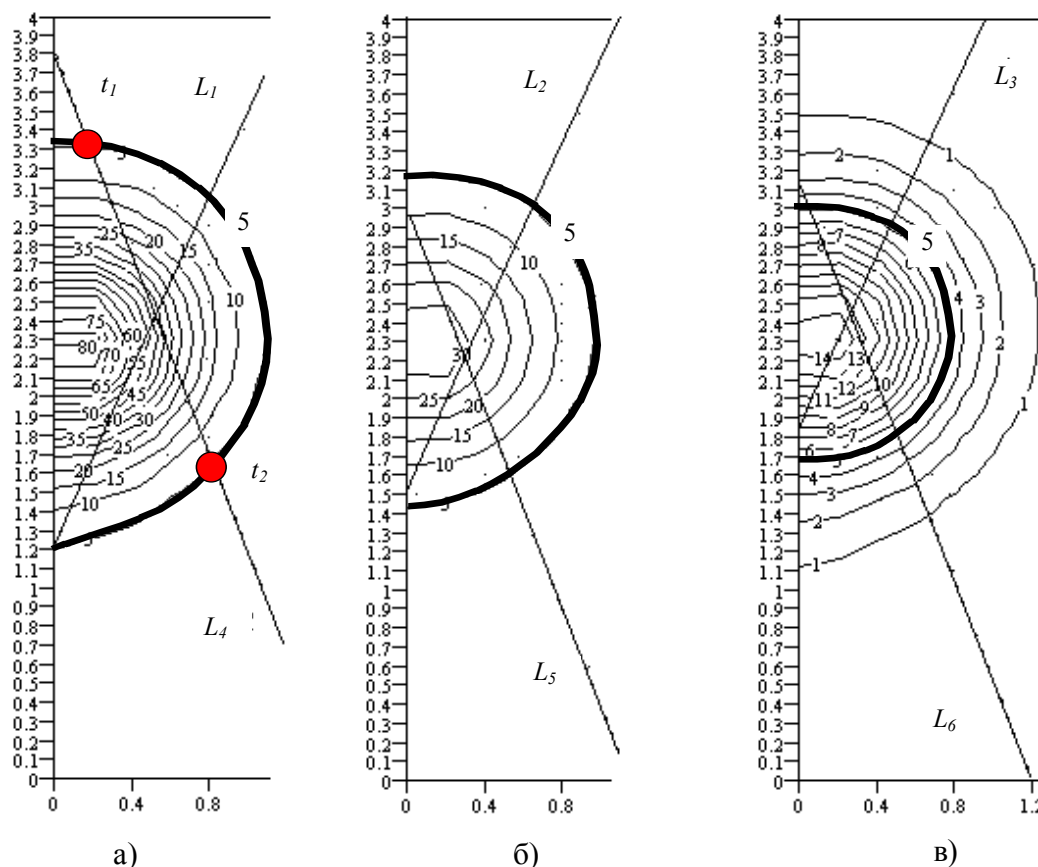


Рис. 2

На рис. 2 показан пример расположения кривых, полученных сечением поверхностей изодинам различного уровня секущей плоскостью. Для секущих плоскостей $Q_1 - Q_3$ вид наборов этих кривых приведен на рис. 2, а-в соответственно. Кривые, соответствующие выбранному уровню 5 мТл выделены утолщенными линиями. Пересечения этих кривых двумя дополнительными плоскостями, обозначенных линиями $L_1 - L_3$ и $L_4 - L_6$, позволяет определить контрольные точки. Для определенности две контрольные точки обозначены t_1 и t_2 .

В случае отсутствия общих точек расчетных линий с фиксированной изодинамой R в одной из секущих плоскостей $Q_1 - Q_3$ осуществляется подбор дополнительных секущих плоскостей Q_4 и Q_5 таким образом, чтобы получить достаточное количество контрольных точек пересечения. При этом могут меняться как отдельные параметры ($\cos\alpha_{xi}$, $\cos\alpha_{yi}$, $\cos\alpha_{zi}$ и p_i), так и их комбинации.

Проверка разработанного метода проведена путем численного моделирования распределения магнитного поля дипольного источника, изодинаму которого приближенно можно представить в виде поверхности сфероида [5]. Задача модельных экспериментов заключается в расчете поверхности изодинамы для квадрата модуля индукции поля контрольного источника, определении координат центра поверхности и сравнение этих координат с координатами вектора магнитного момента контрольного источника. Начало координат прямоугольной системы располагалось на некотором удалении от контрольного источника. Параметры контрольного источника: модуль вектора магнитного момента $M_1 = 10000 \text{ А} \cdot \text{м}^2$, направление вектора задано углами широты $\varphi = 30^\circ$ и долготы $\beta = 60^\circ$. Начало вектора магнитного момента располагалось в точке с координатами $(x_0, y_0, z_0) = (-10, -6, 10) \text{ м}$ в принятой системе координат. Уровень квадрата модуля поверхности изодинамы принят равным 5 мТл².

Расчет распределения квадрата модуля индукции проведен по соотношениям [5]. Для определения координат центра поверхности изодинамы использовались известные соотношения [2]. Секущие плоскости $Q_1 - Q_3$ располагались перпендикулярно оси x на удалениях 0, 0,5 и 1 м соответственно.

При поиске точек пересечения дополнительной секущей плоскости с сечениями поверхности изодинамы в секущих плоскостях дополнительные секущие плоскости Q_4 и Q_5 общего положения располагались следующим образом: угол α_0 относительно оси z принимал фиксированное значение в интервале $(20^\circ - 50^\circ)$, а угол α относительно оси y – в интервале $(40^\circ - 60^\circ)$. Смещения p_1, p_2 дополнительных секущих плоскостей варьировались таким образом, чтобы число контрольных точек пересечения было не менее пяти.

Проведенные эксперименты показали удовлетворительную сходимость расчетных и исходных координат начала вектора магнитного момента контрольного источника. Погрешность моделирования не превышала 15 % от контрольных значений и в основном определялась неточностью определения координат пересечения изодинамы с линиями $L_1 - L_6$.

ВЫВОДЫ

1. Разработан инженерный метод определения параметров поверхности изодинамы индукции магнитного поля мультипольного источника по экспериментальным данным. Метод заключается в измерении величин индукции в точках трех параллельных плоскостей, построении карт заданного уровня квадрата модуля индукции и выборе кривых фиксированного уровня индукции на этих плоскостях, определении шести контрольных точек пересечения этих кривых двумя секущими плоскостями общего положения и определении коэффициентов поверхности второго порядка – изодинамы заданного уровня, в зависимости от координат контрольных точек. Новизна метода заключается в том, что экспериментальные данные получают для фиксированного значения индукции на трех параллельных плоскостях. Метод позволяет уменьшить объем экспериментальных данных при анализе распределений магнитного поля протяженных технических объектов.

2. Получены аналитические соотношения для коэффициентов плоских кривых второго порядка в зависимости от параметров поверхности второго порядка общего положения при одинаковой величине индукции.

3. С использованием разработанного метода проведено численное моделирование поля дипольного источника общего положения. Результаты моделирования подтвердили возможность определения параметров поверхности изодинамы – сфероида, с погрешностью, достаточной для инженерных расчетов.

ЛИТЕРАТУРА

- [1] Кильдишев А.В., Розов В.Ю., Гетьман А.В. Пространственный гармонический анализ внешнего магнитного поля протяженных объектов в вытянутой сфероидальной системе координат // Техническая электродинамика. – 1999. – № 1. – С. 7-11.
- [2] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. – М. Наука, 1984. – 831 с.
- [3] Пелевин Д.Е., Рудас Ю.Д. Коррекция искаженного геомагнитного поля внутри помещений. // Електротехніка і Електромеханіка – 2002. – №1. – С. 57-60.
- [4] Тамм И.Е. Основы теории электричества. – М.-Л.: Гостехиздат, 1949. – 627 с.
- [5] Яновский Б.М. Земной магнетизм. Т.1. Морфология и теория магнитного поля Земли и его вариаций. – Л.: ЛГУ, 1964 – 446 с.

Поступила 23.07.2003

НАМИТОВ КЕМАЛЬ КАДЫРОВИЧ

(к 80-летию со дня рождения)

10 августа 2003 года исполнилась 80 лет Кемалю Кадыровичу Намитову – заслуженному деятелю науки, доктору технических наук, профессору.

К.К. Намитов известен в Украине и за рубежом как крупный ученый, талантливый инженер и изобретатель, видный педагог высшей школы. Он является автором более 300 опубликованных работ (в том числе 25 книг и брошюр), около 500 изобретений. Под его руководством выполнено более 60 кандидатских и докторских диссертаций. Более 30 лет он входит в состав ряда специализированных ученых советов, 10 лет был председателем одного из них. Признанием его авторитета как ученого является введение его членом ученого совета Московского энергетического института, делегирование его в числе ведущих ученых Украины на первое Всесоюзное совещание ВАК СССР, широкое привлечение к экспертизе диссертаций.

Начало инженерной деятельности К.К. Намитова относится к периоду послевоенного восстановления электротехнической промышленности Украины. В 1951 году, после окончания физико-математического Ростовского-на-Дону Госуниверситета, он был направлен на один из ведущих предприятий электротехнической промышленности – Харьковский электромеханический завод (ХЭМЗ). Здесь он прошел богатую производственную школу от инженера до начальника лаборатории, нашел применение своих знаний в решении ряда актуальных инженерно-технических задач. В этот период К.К. Намитов разработал оригинальные методики и приборы для исследования коллекторно-щеточного аппарата машин постоянного тока, исследования осевых усилий на подпятник вертикальных электродвигателей, оптимизации усилий опрессовки статоров и роторов электрических машин, усилий резания металлов. Им внедрены в производственную практику ультразвуковые, гамма и рентгенографические методы обнаружения объемных дефектов, люминесцентные и магнитопорошковые методы контроля поверхностных дефектов, рентгеноструктурный и рентгеноспектральный анализы и др.

В 1959 году К.К. Намитов в составе рабочей группы участвует в определении направлений деятельности созданного при ХЭМЗе научно-исследовательского института НИИЭЛЕКТРО (впоследствии преобразованного во ВНИИЭЛЕКТРОАППАРАТ), куда он вскоре переводится и возглавляет последовательно физико-техническую лабораторию, отдел проблемных разработок и затем отделение института. Его деятельность сыграла существенную роль в становлении ВНИИЭЛЕКТРОАППАРАТА, как научного центра СССР по низковольтному электроаппаратостроению. К числу фундаментальных работ, выполненных в этот период, следует отнести исследование процессов формирования низковольтных электрических разрядов при ультрамикронных промежутках, явления массопереноса в контактно-дугогасительных системах аппаратов, решение ряда физико-технических проблем

электроэрозийных явлений и их приложений в технике, анализ электродинамических сил в аппаратах, характера распределения тока в зонах изменения сечений проводников и др. Кроме этого имеется ряд работ, выполненных К.К. Намитовым, которые носят

непосредственно практический характер. Так им предложено и реализовано в конкретных разработках множество оригинальных и высокоэффективных инженерных решений по созданию вакуумных контакторов, автоматических выключателей, плавких предохранителей, разработаны методы расчета и испытаний низковольтных аппаратов.

Работая во ВНИИЭЛЕКТРОАППАРАТе, проф. К.К. Намитов активно участвует в разработке и реализации ряда научно-технических программ по сотрудничеству с зарубежными странами в рамках СЭВ. Он является руководителем научных программ, возглавляет делегации

на международных встречах, выступает как эксперт.

Инженерная деятельность К.К. Намитова была всегда связана с педагогической работой. С 1970 по 1971 г.г. он работает профессором Харьковского института механизации сельского хозяйства, с 1971 по 1972 г.г. профессором Харьковского политехнического института, а с 1973 г. профессором, заведующим кафедрой светотехники и источников света Харьковской государственной академии городского хозяйства. Характерной особенностью его педагогической деятельности всегда была способность привлечь молодежь к научно-исследовательским разработкам. Многие из них впоследствии стали известными учеными.

Работая в качестве заведующего кафедрой светотехники и источников света в ХГАГХ, он развивает ряд направлений, связанных с совершенствованием высокоинтенсивных источников света для лазеров, разработкой систем автоматического контроля и управления режимами работы осветительных установок, пускорегулирующих аппаратов и др., а также решением экологических проблем, обусловленных ртутьсодержащими источниками света.

К.К. Намитов на протяжении многогранной научной деятельности оказал заметное влияние на формирование ряда направлений в области электрофизики, электротехнологии, электроаппаратостроения, светотехники. Им внесен выдающийся вклад в развитие инженерной науки.

Творческая работа К.К. Намитова сочеталась с большой научно-общественной работой. Он был избран действительным членом ряда академий, научно-технических обществ и ассоциаций, длительное время руководил научными семинарами АН УССР.

К.К. Намитов – участник боевых действий в период Великой отечественной войны. Он награжден многими боевыми и трудовыми орденами и медалями.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и Электромеханика», ученики, соратники, друзья желают юбиляру здоровья, сохранения на долгие годы присущей ему энергии и творческой активности.



НИКОЛАЙ АЛЕКСАНДРОВИЧ ОСТАШЕВСКИЙ

(К 60-летию со дня рождения)

Николай Александрович родился 29 августа 1943 года в г. Красноармейске Саратовской области. В 1966 году окончил Харьковский авиационный институт по специальности «Электрооборудование и приборы летательных аппаратов» и был оставлен на кафедре электротехники в должности ассистента. В 1970 году поступил в аспирантуру Харьковского политехнического института по специальности «Электрические машины». В 1974 году защитил кандидатскую диссертацию на тему «Импульсное управление тяговыми двигателями рудничных электровозов» (научный руководитель проф. Яковенко В.А.). После защиты диссертации работал на преподавательской работе ассистентом



(1974 г.), доцентом (1976 г.), а с 1989 г. заведующим кафедрой «Электрические машины». В 1997 году ему было присуждено ученое звание профессора. Николай Александрович имеет авторитет ученого в высших учебных заведениях, предприятиях и фирмах Украины и стран СНГ.

Основные направления его научной деятельности связаны с исследованием и разработкой общепромышленных и специальных электрических машин, в частности: исследование коммутационных и тепловых процессов и разработка методов оптимального проектирования специальных двигателей постоянного тока, исследование и разработка тяговых частотно-управляемых асинхронных двигателей, разработка генераторов для ветроэнергетики, создание усовершенствованных математических моделей для исследования динамических режимов двигателей постоянного тока и вентильно-индукторных двигателей. Он является автором 98 опубликованных научных статей и 20 авторский свидетельств на изобретение.

Профессор Осташевский Н.А. принимает активное участие в организации и выполнении хозяйственных и госбюджетных НИР, являясь научным руководителем. Принимал участие в разработке и исследовании машин постоянного тока серии 2П, 4П,

5П (завод «Электромашина» г. Харьков), разработке двигателя постоянного тока для электробур (ОАО «Потенциал» г. Харьков) и др.

Под его руководством успешно защищено пять кандидатских диссертаций.

Много внимания Николай Александрович уделяет учебно-методической работе, вопросам содержания высшего образования. Под его руководством разработан ряд учебных планов. По его инициативе на кафедре начата подготовка бакалавров и специалистов по специальности «Электробытовая техника» (специализация «Электрические машины бытового назначения»), подготовлен ряд новых курсов, обеспечивающих новую специ-

альность.

Николай Александрович преподает базовые дисциплины специальности «Электрические машины и аппараты», много внимания уделяет совершенствованию лабораторной базы кафедры. За время работы в должности заведующего на кафедре изготовлены 14 лабораторных стендов, существенно модернизирован и расширен вычислительный центр кафедры.

Профессор Осташевский Н.А. активно участвует в республиканских и международных научных, технических и методических конференциях и семинарах.

При его участии было организовано проведение ежегодного международного симпозиума «Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика» (SIEMA).

Среди коллег Николай Александрович пользуется заслуженным уважением и авторитетом.

Ректорат НТУ «ХПИ», деканат электромашиностроительного факультета, сотрудники кафедры «Электрические машины», друзья и коллеги поздравляют Николая Александровича с юбилеем и желают ему крепкого здоровья, большого счастья, хорошего настроения, дальнейших творческих успехов.

Редакционная коллегия журнала «Электротехника и Электромеханика» присоединяется к этим добрым пожеланиям.

ЗАЩИТА ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ ЭЛЕКТРОННЫХ РЕЛЕ РЭЗЭ-6, РЭЗЭ-7

Лучук В.Ф., Марков А.М., Шукин И.С.
 ООО Фирма «ТЭТРА, Ltd»
 Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21,
 НТУ «ХПИ», кафедра электрических машин
 Тел. (0572) 14-38-38, 40-02-40, Тел./факс (0572) 14-09-43,
 E-mail: tetra@tetra.kharkiv.com, http://www.tetra.kharkiv.com

Приведений порівняльний аналіз функцій теплових та електронних реле захисту електродвигунів.

Приведен сравнительный анализ функций тепловых и электронных реле защиты электродвигателей.

В настоящее время для защиты асинхронных двигателей используются тепловые и электронные реле. Тепловые реле при всей их технической простоте и относительно невысокой стоимости обладают рядом недостатков:

- плохо защищают двигатель от технологических перегрузок при неравномерной или быстро изменяющейся нагрузке;
- не обеспечивают надежной защиты двигателя при заторможенном роторе;
- не реагируют на ухудшение условий охлаждения двигателя;
- не защищают двигатель при уменьшении сопротивления корпусной изоляции ниже допустимого уровня;
- не все типы реле защищают двигатель при обрыве фазы.

Электронные реле позволяют избавиться от вышеуказанных недостатков и осуществить комплексную защиту двигателей. К устройствам такого типа относятся и реле РЭЗЭ-6, РЭЗЭ-7 (рис.1), выпускаемые фирмой «ТЭТРА, Ltd».

Реле электронное защиты электродвигателей РЭЗЭ-6 – это аппарат, предназначенный для защиты асинхронных двигателей и вращаемых ими механизмов (водяных насосов) путем отключения или блокирования пуска двигателей при возникновении следующих аварийных ситуаций:

- недопустимая перегрузка двигателя по току, вызванная обрывом фазы статорной обмотки, несиммет-

рией фазных напряжений, технологической перегрузкой, заклиниванием ротора или междувитковыми замыканиями;

- нештатное исчезновение нагрузки двигателя («сухой ход» водяного насоса);
- недостаточное сопротивление изоляции обмотки относительно корпуса отключенного двигателя;
- тепловая перегрузка двигателя, обусловленная ухудшением условий его охлаждения.

Допускается применение реле при каждом из перечисленных аварийных режимов в отдельности.

Дополнительная функция реле – выдача выходных цифровых сигналов о перегрузке двигателя, о срабатывании в случае аварии и аналогового сигнала, пропорционального току двигателя.

Реле РЭЗЭ-6 функционирует совместно с магнитным пускателем (контактором), цепь управления которого питается напряжением 220/380 В частотой 50 Гц, а также с датчиками тока и температуры.

Номер исполнения датчиков тока выбирается потребителем в зависимости от диапазонов номинальных токов двигателей:

№1→1-5А, №2→5-25А, №3→25-125А, №4→125-625А.

Реле электронное защиты электродвигателей РЭЗЭ-7- это аппарат, предназначенный для защиты асинхронных двигателей мощностью до 3 кВт путем отключения их при возникновении следующих аварийных ситуаций:

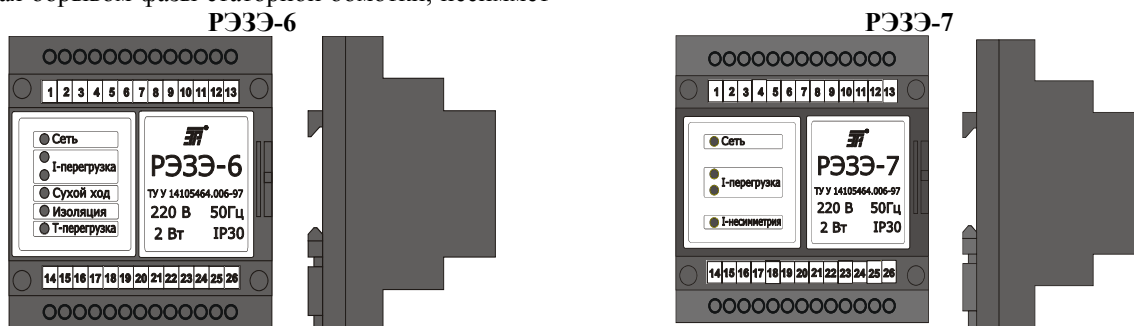


Рис.1

- недопустимая перегрузка двигателя по току, вызванная несимметрией фазных напряжений, технологической перегрузкой, заклиниванием ротора или междувитковыми замыканиями;
- недопустимая несимметрия фазных токов, обусловленная несимметрией фазных напряжений, междувитковыми замыканиями, обрывом фазы статорной обмотки, плохим контактом в пускателе или в клеммной

коробке двигателя.

Дополнительная функция реле - выдача выходного аналогового сигнала, пропорционального току двигателя.

Реле РЭЗЭ-7 функционирует совместно с магнитным пускателем (контактором), цепь управления которого питается напряжением 220/380 В частотой 50 Гц.

ДИАГНОСТИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ МАШИН С ПОМОЩЬЮ ПРИБОРОВ ИДО-05, ИДВИ-02, ИДП-03

Лучук В.Ф., Марков А.М., Шукин И.С.

ООО Фирма «ТЭТРА, Ltd»

Украина, 61002, г. Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», кафедра электрических машин

тел. (0572) 14-38-38, 40-02-40, тел./факс (0572) 14-09-43,

E-mail: tetra@tetra.kharkiv.com, <http://www.tetra.kharkiv.com>

Розглянуті функції та принципи дії портативних приладів діагностики електричних машин.

Рассмотрены функции и принципы действия портативных приборов диагностики электрических машин.

В процессе производства, эксплуатации и ремонта электрических машин для решения задач их диагностирования (контроля технического состояния, поиска места и определения причин отказа (неисправности)) используются аппаратные средства различной степени сложности. Среди них можно выделить ряд приборов ИДО-05, ИДВИ-02, ИДП-03 (рис.1), выпускаемых фирмой «ТЭТРА, Ltd».

Характерными особенностями этих приборов являются:

- экспресс - контроль технического состояния обмоток и подшипников электрических машин в качественной форме;
- простота эксплуатации;
- малые габариты и вес;
- относительно невысокая стоимость.

Индикатор дефектов обмоток электрических машин **ИДО-05** – это портативный прибор, предназначенный для контроля трехфазных обмоток электрических машин. Он обеспечивает обнаружение: межвитковых замыканий; обрыва фазы; неправильного соединения схемы обмотки; неудовлетворительного состояния изоляции обмоток относительно корпуса машины и между обмотками.

ИДО-05 позволяет выявить дефекты трехфазной обмотки машины напряжением до 1000 В без демонтажа и разборки последней.

Принцип работы индикатора:

- при проверке обмотки на наличие межвитковых замыканий, обрыва проводников и на правильность соединения схемы сравниваются полные сопротивления двух фаз обмотки при подключении к ним генератора высокочастотного стабилизированного тока. При наличии дефектов полные сопротивления фаз обмотки и соответственно токи в них будут различными;
- при проверке состояния изоляции обмоток относительно корпуса машины и между обмотками подается на обмотку напряжение постоянного тока и контролируется ток утечки.

Индикатор дефектов обмоток электрических машин **ИДВИ-02** – это портативный прибор, предназначенный для контроля межвитковой изоляции и цепей катушек электрических машин, изоляции обмоток относительно корпуса машины и между обмотками и обеспечивает обнаружение: пазов и катушек с короткозамкнутыми (КЗ) витками; пазов и катушек с обрывом проводников в якорях коллекторных машин; неудовлетворительного состояния изоляции обмоток относительно корпуса машины и между обмотками.



Рис. 1

ИДВИ-02 позволяет выявить дефекты распределенной обмотки статора или ротора разобранной машины напряжением до 1000 В.

Принцип работы индикатора:

- при проверке состояния межвитковой изоляции и цепей катушек индуцируется импульсная ЭДС в проверяемой катушке. В случае наличия в последней КЗ витков происходит регистрация импульса магнитного поля от тока короткого замыкания, протекающего по ним;
- при проверке состояния изоляции обмоток относительно корпуса машины и между обмотками подается на обмотку напряжение постоянного тока и контролируется ток утечки.

Индикатор дефектов подшипников электрических машин **ИДП-03** – это портативный прибор, предназначенный для контроля подшипников качения электрических машин и вращающегося механического оборудования (насосов, компрессоров, вентиляторов). Он обеспечивает оценку: степени износа дорожек и тел качения; режима смазки дорожек и тел качения; правильности установки подшипника и качества смазки; теплового состояния подшипника.

ИДП-03 позволяет качественно оценить состояние подшипников качения нагруженной машины мощностью до 400 кВт с частотой вращения до 6 000 об/мин.

Принцип работы индикатора:

- при проверках дорожек и тел качения на износ и режима их смазки сравниваются мгновенные значения виброускорения подшипникового щита нагруженной машины в месте, жестко соприкасающемся с наружным кольцом подшипника, с пороговыми значениями в двух наиболее информативных диапазонах частот. При этом факт достижения соответствующего порогового значения устанавливается по числу импульсов виброускорения относительно этого порогового значения за установленное время измерения.
- при проверке теплового состояния подшипника сравниваются температуры подшипникового щита в месте установки подшипника с пороговыми значениями.

ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВАКУУМНЫЕ СЕРИИ ВР. ОСОБЕННОСТИ КОНСТРУКЦИИ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИСПЫТАНИЙ В НИЦ ВВА, г. МОСКВА

Мельник Я.В., гл. конструктор

ОАО "РЗВА"

Украина, Ровно, ул. Белая, 16, ОАО "РЗВА"

тел. (0362) 22-79-03, факс (0362) 26-79-09, E-mail: yamelnik@rzva.com.ua

Приведено результати порівняльного аналізу експлуатаційних характеристик і показників сучасних вакуумних вимикачів.

Приведены результаты сравнительного анализа эксплуатационных характеристик и показателей современных вакуумных выключателей.

Ровенский завод высоковольтной аппаратуры (РЗВА) является одним из крупнейших в СНГ предприятием по производству коммутационной и распределительной аппаратуры на напряжения от 0,4 до 110 кВ.

В прошлом году РЗВА отмечал 45-лет со дня образования. Все эти годы завод оставался лидером в своей отрасли. Через цеха предприятия прошла вся история отечественного аппаратостроения.

В 50-е годы выпускались первые высоковольтные масляные выключатели ВМГ-133 и выключатели нагрузки.

В 60-ые годы налаживается серийное производство второго поколения масляных выключателей ВМП-10К с электромагнитным приводом, ВМП-10П с пружинным приводом, ВММ-10 с двукратным АПВ, а также и масляных выключателей ВМП-35ТС и ВМП-35П для Асуанской ГЭС в Египте. Начиная с выключателя ВММ-10 вся продукция РЗВА выпускалась под Знаком Качества СССР.

В 70-ые годы начато производство электромагнитных выключателей типа ВЭ-10 по лицензии известной итальянской фирмы "SACE". После чего налаживается производство комплектных распределительных устройств (КРУ) серии КЭ-10 с этими выключателями.

В 80-ые годы впервые в СССР разработано КРУ в сейсмостойком исполнении серии КЭ-6С и начат серийный его выпуск с выключателями ВЭС-6. Одним из первых в стране предприятие начинает серийное производство вакуумных выключателей ВВ-10 и ВВЭ-10 с пружинными и электромагнитными приводами.

В 90-ые годы начало производства вакуумных выключателей ВБЗП-35, ВБЗЕ-35 и ВБЗО-27,5, комплектных блоков трансформаторных подстанций с преобразованием энергии от 110 до 10 (6) кВ и блоков тяговых подстанций для железных дорог.

С 1996 на производственных площадях РЗВА с участием международного концерна АБВ создается совместное предприятие "АБВ РЗВА". В 1998-99 годах проводится реконструкция и реструктуризация завода, вводится в эксплуатацию уникальное передовое оборудование, тем самым создаются предпосылки для производства аппаратуры на уровне мировых стандартов. В 1999 году Концерн АБВ продает свою часть акций СП "АБВ РЗВА" группе украинских инвесторов и выходит из состава предприятия.

В эти годы завод охватывает постоянно расширяющаяся компьютерная сеть. Проектирование изделий ведется в трехмерной программе Solid Works.

Именно в этот момент на предприятии принимается решение о разработке принципиально новой серии выключателей – ВР и освоении производства малогабаритных комплектно-распределительных устройств

КУ-10Ц с этими вакуумными выключателями на номинальные токи до 3150 А.

В основу проектирования новой серии выключателей ВР были заложены следующие принципы:

- простая кинематическая схема;
- крайне высокая надежность;
- высокие нормы качества;
- крайне высокий ресурс;
- отсутствие необходимости обслуживания;
- новая технология узловой сборки, где каждый

узел (полюс, электромагнит, платы управления, рама, вал) перед сборкой выключателя проходит свою максимально компьютеризированную серию тестов. Всего каждый аппарат проходит приблизительно около 40 различных тестов во время его изготовления;

- целостность изделия (все рабочие элементы управления должны быть встроены в раму выключателя).

И такой аппарат был создан в 1998 году. Первым представителем выключателей семейства ВР стал выключатель ВР1.

Параллельно с освоением новой серии выключателей авторитетная международная компания Бюро Веритас завершает аудит системы управления качества на соответствие стандарту ISO 9001, в результате чего была сертифицирована деятельность по разработке, производству и сервисному обслуживанию оборудования для передачи и распределения электроэнергии 0,4-110 кВ.

К 2001 году это уже была целая серия выключателей, которые охватывают довольно широкую гамму типоразмеров выключателей на напряжение 6-10 кВ, что наглядно видно из приведенной диаграммы (рис.1).

Выключатели серий ВР0, ВР1 (рис.2) и ВР2 (рис.3) ВР3 предназначены для общепромышленного применения. В свою очередь выключатели серий ВР6, ВР6В и ВР6К предназначены для эксплуатации на тепловых и атомных станциях.

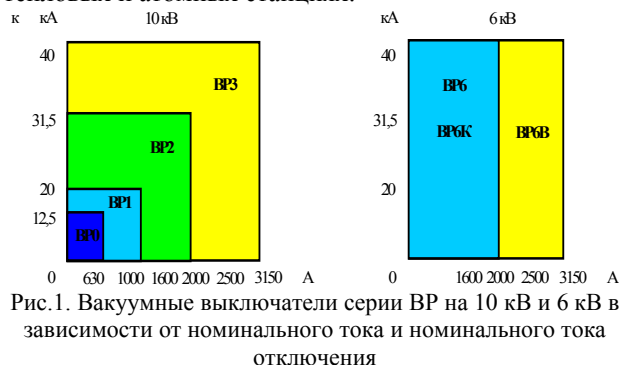


Рис.1. Вакуумные выключатели серии ВР на 10 кВ и 6 кВ в зависимости от номинального тока и номинального тока отключения



Рис.2. Вакуумный выключатель серии BP0, BP1



Рис.3 Вакуумный выключатель серии BP2

На протяжении текущих лет все типопредставители семейства выключателей ВР хорошо зарекомендовали себя в различных эксплуатационных условиях.

Эти аппараты полностью соответствуют главным требованиям эксплуатации – надежность и минимальные эксплуатационные затраты. Основные параметры выключателей:

- механический ресурс до 100 000 циклов ВО (масляных 2000-3000 циклов ВО, элегазовых - 5 000 – 10 000 циклов ВО);
- коммутационный ресурс – до 100 отключений тока короткого замыкания (масляных – 7 отключений, элегазовых - 15-25 отключений);
- гарантийный срок эксплуатации 4 года (масляных, элегазовых – 1 год);
- отсутствие необходимости в обслуживании (смазок, регулировок и т.д.).

Основные параметры приводов приведены в табл. 1.

Основные технические параметры приведены в табл. 2.

Таблица 1

Наименование параметра	Норма для выключателей серии				
	BP1, BP0	BP2	BP3	BP6 К	BP6 В
1. Номинальное напряжение цепи электромагнита (YAT, YAC), В					
- при постоянном токе;	220	110; 220	220	220	220
- при выпрямленном токе;	220	110; 220	220	-	-
- при переменном токе	220	127; 220	220	-	-
2. Номинальное напряжение цепей управления, В:					
- при постоянном токе;		110; 220		220	220
- при выпрямленном токе;		110; 220		-	-
- при переменном токе		127; 220		-	-
3. Максимальный ток потребления цепи электромагнита А, не более:					
- при включении (YAC) (на протяжении не более 40 мс):					
- при 220В	16	24	35	35	42
- при постоянном 110 В, переменном 127 В	-	60	-	-	-
- при отключении (YAT) (на протяжении не более 25 мс):					
- при 220	14*	17	20	20	20
- при постоянном 110 В, переменном 127 В	-	32	-	-	-
4. Ток срабатывания цепей отключения для схем с дешунтированием (КСА), А	3; 5				
5. Ток потребления цепей включения (КМ или КСС), отключения (КСТ), отключения от независимого питания (КСВ), А, не более, при:					
- постоянном и выпрямленном напряжении 110 В;	3**				
- переменном напряжении 127 В;	3**				
- постоянном и переменном напряжениях 220 В	1,5**				
6. Диапазон рабочих напряжений цепи электромагнита (YAT, YAC), в процентах от номинального напряжения:					
- при включении (YAC);	85-110				
- при отключении (YAT):					
переменного или выпрямленного тока;	65-120				
постоянного тока	70-110				
7. Диапазон рабочих напряжений в цепях управления, в процентах от номинального напряжения:					
- цепи включения (контактора КМ или реле КСС);	85-110				
- цепи отключения (реле КСТ) и отключения от независимого источника питания (реле КСВ):					
переменного или выпрямленного тока;	65-120				
постоянного тока	70-110				

* ток от предварительно заряженных конденсаторов привода

** ток потребления определяется величинами балластных сопротивлений R1, R2, R3 и может быть увеличен или уменьшен по согласованию с заказчиком.

Цепи управления выключателей работают в широком диапазоне напряжений и рассчитаны на постоянный, выпрямленный или переменный ток.

Ток потребления катушек электромагнита носит довольно кратковременный характер и приведен в табл. 1 в виде амплитудного значения. Величина тока

потребления соразмерна с пусковыми токами электродвигателей традиционных пружинных приводов выключателей, что делает возможным применение выключателей серии ВР в цепях управления, как с электромагнитными, так и с пружинными приводами.

Таблица 2

Наименование параметра	Норма для типоразмера															
	ВР0-10-20/630 У2	ВР1-10-20/1000 У2	ВР2-10-20/1600 У2	ВР2-10-31,5/630 У2	ВР2-10-31,5/1000 У2	ВР2-10-31,5/1600 У2	ВР2-10-31,5/2000 У2	ВР3-10-40/2000 У2	ВР3-10-40/31500 У2	ВР6-6-40/1600 У2	ВР6-6-40/2000 У2	ВР6В-6-40/1600 У2	ВР6В-6-40/2000 У2	ВР6В-6-40/3150 У2	ВР6К-6-40/1600 У2	ВР6К-6-40/2000 У2
1. Номинальное напряжение, кВ	10									6						
2. Наибольшее рабочее напряжение, кВ	12									7,2						
3. Номинальный ток, А, при частоте 50Гц и 60Гц:	630	1000	1600	630	1000	1600	2000	2000	3150	1600	2000	1600	2000	3150	1600	2000
4. Номинальный ток отключения, кА	12,5	20		31,5						40						
5. Нормированные параметры сквозного тока короткого замыкания, кА: а) наибольший пик (ток электродинамической стойкости) б) среднеквадратическое значение тока за время его протекания (ток термической стойкости для промежутка времени 3 с)	32	52		80				102		128					102	
	12,5	20		31,5				40		40					40	
6. Допустимое значение отключаемого емкостного тока, не более, А	630															
7. Полное время отключения, не более, мс	57			65												
8. Собственное время включения, не более, мс	90							120								
9. Собственное время отключения, не более, мс	28-42			35-50												
10. Бестоковая пауза при АПВ, с, не менее	0,3															
11. Механический ресурс, циклов ВО	100 000							30 000		15 000				30000		
12. Коммутационный ресурс, циклов ВО: - при номинальном токе - при номинальном токе отключения	50 000		30 000							15 000				30000		
	100		40	50		40		50		40				50	40	
13. Масса выключателя, кг	68			112	90		112	290		162		287		326	350	

Характеризуя конструктивные особенности выключателей серии ВР следует подробнее остановиться на особенностях основных узлов – полюса, электромагнита и платы управления (рис.4).

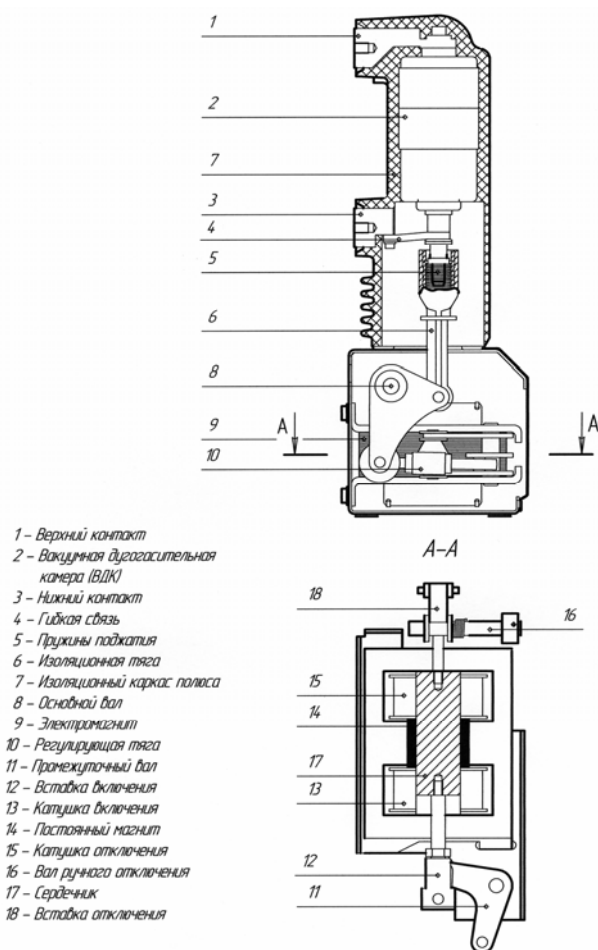


Рис.4. Вакуумный выключатель серии ВР0, ВР1, конструкция

Полюс. Новая серия литых полюсов вакуумных выключателей серии ВР наделяет выключатели еще одним рядом преимуществ. Необслуживаемые вакуумные дугогасительные камеры вложены в эпоксидный корпус по специально освоенной на ВАТ РЗВА технологии. Это позволило защитить коммутационный элемент от нежелательных внешних воздействий. Оригинальная конструкция изоляции полюсов обеспечивает оптимальное распределение электрического поля, при которой величина расстояния между полюсами, а также до заземленных частей конструкции выключателей и распределительных устройств может быть минимальной. Удачно выбранная геометрия эпоксидного корпуса полюсов препятствует накоплению пыли на его изоляционной поверхности. В полюсах установлены вакуумные дугогасительные камеры последнего поколения с максимальным коммутационным ресурсом и минимальным током среза около 3,5 А. Тарельчатые пружины поджатия встроены в изоляционную тягу.

Новый многофункциональный электромагнит. Следуя всем требуемым характеристикам вакуумных дугогасительных камер оптимальным решени-

ем в части привода был выбран двухпозиционный электромагнит, т.е. электромагнит с двумя так называемыми "магнитными защелками" в обоих крайних положениях выключателя.

Требования к технологии изготовления его оказались оптимально удобными и простыми. Современные магнитные технологии, а в электромагните применены постоянные магниты на основе редкоземельных металлов высокой удельной энергоемкости и коэрцитивной силы, позволили обеспечить необходимые временные и силовые характеристики для вакуумных коммутационных аппаратов.

Кроме того, в электромагните удалось обеспечить все необходимые операционные механические функции:

- обеспечить надежное и стабильное включение с нормированными параметрами;

- обеспечить надежное и стабильное отключение с нормированными параметрами, что позволило впервые упразднить традиционный элемент для всех выключателей - отключающую пружину и тем самым значительно снизить энергоемкость привода и повысить его надежность;

- надежно фиксировать выключатель с помощью "магнитной защелки" в обоих крайних положениях "Включено" и "Отключено";

- обеспечить ручное нормированное отключение. Многофункциональность электромагнитного привода и простота его конструкции позволила резко увеличить надежность и ресурс выключателей. Кроме того, это дало следующие преимущества:

- малое потребление электроэнергии при включении и отключении;

- возможность управления, как по цепям оперативного постоянного, так и оперативного переменного тока;

- минимальный вес и габариты;
- отсутствие буферов и регулировок;
- отсутствие необходимости проведения ремонтов в течение всего срока службы.

Электромагнитный привод имеет унифицированный ряд исполнений в зависимости от выполняемой работы, что позволяет выполнить каждому типопредставителю всего широкого семейства выключателей серии ВР ту расчетную минимально-необходимую работу, которую требуется выполнить каждому из них для обеспечения нормальной коммутации.

В двухпозиционном электромагните перемещающийся якорь удерживается магнитными цепями двух магнитов в крайних положениях. Перемещение якоря осуществляется двумя катушками и начинается, когда тяговое усилие возбуждаемой катушки превзойдет усилие магнитной защелки.

Характеристики электромагнита подобраны таким образом, что его якорь может воздействовать на подвижные контакты камер напрямую через силовой вал.

Платы управления. Все платы управления вакуумных выключателей серии ВР размещены в корпусе выключателя. При этом управление осуществляется, как переменным, выпрямленным, так и постоянным оперативным током. Выполненные в блоке

управления схемные решения позволяют без особых трудностей применять выключатели во всех известных типовых работах, как для схем с пружинными, так и для схем с электромагнитными приводами для всех ныне и ранее выпускаемых КРУ (К-IIIу, К-ХП, К-ХХVI, К-37, КРУ2-10, К-59, К-104, КМ-1Ф, КУ-10Ц, К-Х, КГ-6, КЭ-6 КЭЭ-6 и др.) с различными источниками питания. Применение новых электронных элементов гарантирует высокую надежность работы схемы. Выключатели могут быть изготовлены по 8-ми принципиальным электрическим схемам в зависимости от применяемости выключателя.

Во Всероссийском Научно Исследовательском Центре Высоковольтной аппаратуры РАО ЕЭС России г. Москве были проведены коммутационные испытания всей серии выключателей ВР (т.е. выключателей на 20кА; 31,5кА; 40кА) по всем пунктам ГОСТ 687 "Выключатели высоковольтные трехполюсные" и получены положительные результаты, подтвержденные протоколами и сертификатами. Благодаря тщательному проектированию, сборке и предварительным испытаниям все выключатели серий ВР прошли испытания в НИЦ ВВА без замечаний и каких-либо отклонений от нормального режима работы.

Приведенных выше результатов было достаточно, чтобы производить выключатели и дать потребителям гарантии на наши выключатели 4 года с момента их изготовления.

В это же время РАО ЕЭС России обязало НИЦ ВВА проводить специальные испытания всех типов выключателей на возможность возникновения перенапряжения в наиболее неблагоприятном режиме при отключении заторможенного двигателя с пусковым током 100 ± 10 А в момент времени, непосредственно предшествующий переходу тока через ноль. В этом случае напряжение на контактах выключателя восстанавливается быстрее, чем расходятся контакты, и есть вероятность многократных пробоев промежутка между контактами, и как следствие возможность возникновения перенапряжения.

Нами была представлена для испытаний вся серия выключателей ВР (20кА; 31,5кА; 40кА), а также маломасляный выключатель ВКЭ-М-10-20/630 У2.

Все испытания были разбиты на три группы:

- испытания вакуумных выключателей без ОПН;
- испытания маломасляного выключателя без ОПН;
- испытания вакуумных выключателей с ОПН.

Экспериментальные данные современных вакуумных выключателей относятся в основном к электродвигателям небольшой мощности (100 – 200 кВт). Кратность перенапряжения здесь составляет 4...5. Как показывают теоретические расчеты зарубежных фирм – теоретическая вероятность возникновения такого режима составляет 0,1-0,2%. Аналогичные результаты были получены при испытаниях выключателей серии ВР.

Результаты испытаний маломасляных выключателей ВКЭ-М-10-20/630 У2 без ОПН показали практически ту же вероятность возникновения и тот же уровень перенапряжения.

Коэффициент перенапряжения при подключенном ОПН составил на всех выключателях серии ВР

$$K \approx \frac{U_{\text{остающ.}} \sqrt{3}}{U_{\text{действ.}} \sqrt{2}} < 2,5 \dots 2,6,$$

что вполне безопасно для изоляции двигателей.

Это позволило принять следующее техническое решение при применении выключателей серии ВР при отключении любых видов нагрузок:

- только при отключении двигателей и сухих трансформаторов параллельно нагрузке (в шкафу КРУ) необходимо устанавливать ограничители перенапряжения;
- во всех остальных случаях – защитные мероприятия не требуются.

Подводя итог вышесказанному, можно с уверенностью сказать, что:

- 1) для коммутационных задач в сетях среднего напряжения 6-35 кВ самым оптимальным является вакуумный выключатель;
- 2) по показателям эксплуатационной надежности, коммутационным и механическим ресурсам, затрат на эксплуатацию, экологичности вакуумные выключатели на порядок превосходят как элегазовые, так и любые другие выключатели;
- 3) проблема коммутационных перенапряжений современных вакуумных выключателей является уже достаточно глубоко изученной и решенной;
- 4) уровень перенапряжения, который возникает при коммутации вакуумными выключателями серии ВР (даже при отсутствии ОПН) не выше уровня перенапряжения, создаваемых маломасляными и масляными выключателями;
- 5) при коммутации вакуумными выключателями с ОПН высоковольтных электродвигателей коэффициент перенапряжения не превышает 2,5, что полностью безопасно для их изоляции;
- 6) только при отключении двигателей и сухих трансформаторов параллельно нагрузке (в шкафу КРУ) необходимо устанавливать ограничители напряжений.

Поступила 20.06.03

Президія Вищої атестаційної комісії 15.01.2003 р. прийняла постанову “Про підвищення вимог до фахових видань, внесених до Переліків ВАК України” (№7-05/1 від 15.01.2003 р.). Постанову опубліковано у Бюлетені ВАК України, №1, 2003 р. Нижче наведено повний текст цієї постанови.

**ПРО ПІДВИЩЕННЯ ВИМОГ ДО ФАХОВИХ ВИДАНЬ,
ВНЕСЕНИХ ДО ПЕРЕЛІКІВ ВАК УКРАЇНИ**

ПОСТАНОВА

ПРЕЗИДІЇ ВИЩОЇ АТЕСТАЦІЙНОЇ КОМІСІЇ УКРАЇНИ

від 15.01.2003р. №7-05/1

Необхідною передумовою для внесення видань до переліку наукових фахових видань України є їх відповідність вимогам пункту 7 постанови президії ВАК України від 10.02.1999 р. № 1-02/3 «Про публікації результатів дисертацій на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук та їх апробацію». Однак окремі установи-засновники таких видань не дотримуються вимог до складу редакційної колегії видань, не організовують належним чином рецензування та відбір статей до друку, не надсилають свої наукові видання до бібліотек, перелік яких затверджено постановою президії ВАК України від 22.05.1997 р. № 16/5, тим самим обмежуючи можливість наукової громадськості знайомитися із результатами дисертаційних досліджень. У зв'язку з цим президія Вищої атестаційної комісії України

ПОСТАНОВЛЯЄ:

1. Попередити установи-засновники наукових фахових видань, що у разі відсутності видань у фондах визначених ВАК бібліотек вони будуть вилучені з переліку наукових фахових видань України, в яких дозволяється друкувати результати дисертаційних досліджень.

2. Установам-засновникам фахових видань оновити склади редакційних колегій так, щоб більшість у них становили фахівці, основним місцем роботи яких є установа-засновник фахового видання.

3. Редакційним колегіям організувати належне рецензування та ретельний відбір статей до друку. Зобов'язати їх приймати до друку у виданнях, що виходитимуть у 2003 році та у подальші

роки, лише наукові статті, які мають такі необхідні елементи: постановка проблеми у загальному вигляді та її зв'язок із важливими науковими чи практичними завданнями; аналіз останніх досліджень і публікацій, в яких започатковано розв'язання даної проблеми і на які спирається автор, виділення невирішених раніше частин загальної проблеми, котрим присвячується означена стаття; формулювання цілей статті (постановка завдання); виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів; висновки з даного дослідження і перспективи подальших розвідок у даному напрямку.

4. Спеціалізованим ученим радам при прийомі до захисту дисертаційних робіт зараховувати статті, подані до друку, починаючи з лютого 2003 року, як фахові лише за умови дотримання вимог до них, викладених у п.3 даної постанови.

5. Встановити обов'язковим подання до ВАК України разом із клопотанням про внесення видання до переліку фахових також копії свідоцтва про державну реєстрацію друкованого засобу у Державному комітеті інформаційної політики, телебачення та радіомовлення України.

6. Зобов'язати установи, які є засновниками фахових видань, протягом 2003 року надсилати до ВАК України один контрольний примірник видання із супровідним листом.

7. Експертним радам ВАК України провести до 1 січня 2004 року аналіз наукового рівня публікацій у фахових виданнях і подати президії ВАК України пропозиції щодо внесення відповідних змін до переліку фахових видань.

**Голова ВАК України
Вчений секретар ВАК України**

**В.В. Скопенко
Л.М. Артюшин**

Редакційна колегія журналу “Електротехніка і Електромеханіка” повідомляє, що, починаючи з №1 за 2002 р., примірники журналу надсилалися до бібліотек України, які увійшли до переліку, затвердженому постановою президії ВАК України від 22 травня 1997 р., № 16/5. Таким чином, всі наукові публікації у журналі відповідають вимогам п.1 постанови президії ВАК України від 15 січня 2003 р., № 7-05/1.

У відповідності до п.2 постанови Президії ВАК України від 15 січня 2003 р., № 7-05/1, наказом ректора Національного технічного університету “Харківський політехнічний інститут”, який є засновником журналу “Електротехніка і Електромеханіка”, внесено зміни до складу редакційної колегії цього журналу. Оновлений склад редакційної колегії сформовано таким чином, що більшість у ній становлять фахівці, основним місцем роботи яких є НТУ “ХПІ”. Ректорат НТУ “ХПІ” виражає подяку членам редакційної колегії старого складу за плідну співпрацю.

Редакційна колегія журналу “Електротехніка і Електромеханіка” звертає увагу авторів на необхідність неухильного дотримання вимог, зазначених у п.3 постанови президії ВАК України від 15 січня 2003 р., № 7-05/1. Матеріали, які відповідають цим вимогам, будуть публікуватися у рубриках “Електричні машини та апарати”, “Техніка сильних електричних та магнітних полів”, а також “Теоретична електротехніка”. Редакційна колегія попереджає авторів, що матеріали дисертацій мають бути опублікованими саме у цих рубриках.

Матеріали, які не відповідають вимогам п.3 згаданої вище постанови, будуть публікуватися у рубриках “Зміст освіти за напрямками підготовки “Електротехніка і Електромеханіка”, “Наукові повідомлення”, “Дискусії” або “Інформація”.

Список авторів

А

Алпатова Алла Йосифовна 5

Б

Байда Евгений Иванович 7
 Баранов Михаил Иванович 56, 59
 Батыгин Юрий Викторович 65
 Білий Леонід Адамович 53
 Бовда Александр Михайлович 37
 Бондар Олег Иванович 12
 Борзін Валерій Леонідович 17

В

Вербовой Андрей Петрович 67
 Вербовой Петр Францевич 67

Г

Головань Василь Іванович 19
 Головань Іван Васильович 19

Д

Дьяченко Юрий Юрьевич 24

З

Завгородній Віктор Дмитрович 26
 Загирняк Михаил Васильевич 32
 Зекцер Давид Маркович 35

И

Ивлева Любовь Федоровна 73

К

Кравченко Александр Иванович 37

Л

Лавинский Владимир Иванович 65
 Латинін Юрій Михайлович 77
 Лупиков Валерий Сергеевич 82
 Лучук Владимир Феодосьевич 88, 89

М

Марков Александр Михайлович 88, 89
 Мельник Ярослав Владимирович 90
 Міліх Володимир Іванович 77

П

Пелевин Дмитрий Евгеньевич 73

Р

Рассальский Александр Николаевич 40
 Рудас Юрий Данилович 82

С

Себко Вадим Вадимович 44

У

Усатюк Владимир Михайлович 32

Х

Худяев Олександр Андреевич 48

Ч

Чабан Андрій Васильович 53
 Чабан Василь Йосипович 53
 Чепелюк Александр Александрович 7

Щ

Щукин Игорь Сергеевич 88, 89

Abstracts

Electrical Mashines and Apparatus

Alpatova A.I.

New tasks of transformers designing.

Raising of some tasks arising up before the designer-estimator of modern transformers is described, approaches to their decision are given.

Key words – transformer, designing, modern construction.

Baida J.I., Chepeluk A.A.

Computation of electromagnetic systems with anchor moving transversal and ferromagnetic shunts in working gaps.

The results of computation of static loading characteristics of electromagnetic systems with anchor moving transversal by the method of areas and method of finite elements are given. The comparative computation and experimental data analysis which application of these methods domains at designing of the systems are certain on the basis of is conducted.

Key words - electromagnetic system, ferromagnetic shunt, designing, static loading characteristic, computation, experiment.

Bondar O.I.

Aperiodic process in a nonlinear circuit with an electrolytic furnace for metal depositing by direct current.

In the article the analytical relation of cathode polarisation of a precipitation process to parameters of equivalent circuit of an electrolytic furnace for plating deposition by the method of variables' conversion is obtained. The calculation of the circuit with electrolytic furnace of a nickel plating are checked with the numerical method help.

Key words – metal deposition, cathode polarisation, analytical solution, method of variables' conversion.

Borzik V.L.

Computation method of combined electric machines transitional processes given in non-obvious form.

Possibility of algorithm for computation of transitional processes in combined electric machines and its efficiency increase due to cubic splines using is considered.

Key words - combined electric machine, transitional process, computation, cubic spline.

Golovan V.I., Golovan I.V.

The informational model of asynchronous motors with inductive regulator in rotor chain for acceptance of technical decisions.

The conception of the working out of the informational model of asynchronous motors with inductive regulator in rotor chain is proposed. The model permits to choose the optimum strategy for working out different variants of new tasks step by step. The model takes into account intercommunications of elements in static and dynamics and can be used for the analysis and synthesis of technical decisions in the process of engines designing.

5

Key words – the informational model, the asynchronous engine, the inductive regulator, the technical determination, optimization.

Dyachenko Y.Y.

24

Definition of approaches to handling of measuring information in high-frequency moisturemeters.

7

Modern tendencies in handling of measuring information surveyed. Principles of build-up of high-frequency moisturemeters for granular materials are offered.

Key words – moisturemeter, modelling, electric field.

Zavgorodniy V.D.

26

Quantum mechanical model of induction type angle transducers (Part III. Analysis of manufacturing deviations influence).

Influence of induction type angle transducer parts manufacturing deviation and systematic errors of its power supply on the output signal phase error is analyzed. Methods of these errors removal are offered.

12

Key words – induction type electromechanical angle transducer, phase error, manufacturing deviation influence.

Zagirnyak M.V., Usatyuk V.M.

32

Improvement of the two-phase separator design with E-shaped magnetic system and disk unloading device.

The technical decision, allowing increasing technological and economic parameters of two-phase separators with E-shaped magnetic system and disk unloading device is considered. Experimental verification of the offered decision on physical models is executed.

17

Key words – magnetic separator, unloading device.

Zekcer D.M.

35

Some technical decisions for contact springs and of relays.

The of mechanical descriptions of string and flat contact springs and their influence on the mass and sizes of relays are resulted. The features of designing lens shells making better operating properties of relays are considered.

Key words – relay, contact springs, shells, comparative analysis.

19

Kravchenko A.I., Bovda A.M.

37

Combined permanent magnets: expansion of permanent magnets classification.

The combined magnets made from magnets of different types are examined as a new class of permanent magnets, properties of which are determined by incoming magnets and their volume fractions and also by method of their assembling. The properties of the combined magnet Sm-Co/Nd-Fe-B/Sm-Co, made from magnetic materials of one class, and combined magnet Nd-Fe-B Al-Ni-Co-

Fe/Nd-Fe-B, made from magnetic materials of different classes, are experimentally set and described. A conclusion about the prospects of theoretical and experimental research of the combined magnets for their practical application is done.

Key words – permanent magnets, properties, classification, practical application.

Rassalsky A.N.

Monitoring systems of power transformers.

The analysis of the state of the transformers exploited in the united power systems networks is resulted. Recommendations on replacement of out-of-date equipment and expansion of functional possibilities of the systems are offered.

Key words – transformer, power systems, out-of-date equipment, functional possibilities.

Sebko V.V.

Influence of temperature on magnetic permeability and electric specific resistance of conductive cylindrical article.

Influence of temperature on relative magnetic permeability and specific electric resistance of conducting cylindrical article is considered. It is shown that the specific electric resistance increases approximately in 3 times as compared to growth of relative magnetic permeability of the heated article at the same temperature.

Key words - conductive cylindrical article, magnetic permeability, specific electric resistance, heating.

Hudiaev A.A.

48

To the problem of reproduction precision improvement in the class of multi-channel reproducing control systems with standard tuning of their channels.

The effective iterative algorithm rising precision of multi-channel control systems at reproduction of setting impacts is considered. The method of standard channel operators is formulated. Correlations for errors and structural diagrams realizing this algorithm for the two-channel reproducing system are resulted.

Key words – iterative algorithm, standard channel operators, multi-channel control system.

Tchaban V.J., Bily L.A., Tchaban A.V.

53

The computation of static characteristics in saturated induction motors.

The computation method of static characteristics in saturated induction motor, based on construction of model sensible to its initial conditions, is offered. Using the Newton iteration method the model equations are solved. The equations of electro-mechanical state and equations of their first variations are integrated on the every iteration. Stable and unstable system states are determined coming from the zero attraction zones. Two steady states of the system, stable and unstable, from the great number of possible ones are calculated.

Key words – induction motor, static characteristics, two point boundary value problem, model of sensitivity to initial conditions.

High Electrical and Magnetic Field Engineering

Baranov M.I.

56

Simplified mathematical model of the electrical explosion in conductors under the action of high pulse currents.

The simplified analytical model of the electric explosion in a cylindrical conductor under the action of great pulse current, time shape of which is varied, is offered on the basis of electro-thermal effect of its electro-explosive destruction.

Key words - conductor, high pulse current, electrical explosion, mathematical model.

Baranov M.I.

59

Electrodynamics stability of the thin cylindrical conductor to the action of strong pulse currents.

The discharge current in the thin cylindrical conductor of high-voltage electrophysical installations are considered. The approaching numerical correlation for its requirement amplitude level is proposed providing its electrodynamics stability. The results can find practical application in the technique of strong electric and magnetic fields.

Key words - cylindrical conductor, strong pulse current, electrodynamics stability, numerical correlation.

Electrical Engineering: Theory

Batygin Yu.V., Lavinsky V.I.

65

The current distribution along the plane sheet work-piece surface in immediate power source closing.

Some effects of the current spreading along the work-piece surface in the straight passing the current through the contact system are investigated. Analytical dependencies for calculation of the current distribution along the sheet work-piece in the magnetic pulse system for the metal working under its imme-

Verbovyj A.P., Verbovyj P.F.

67

Complex specific impedance of electric alternating-current circuit.

Experimental study of coil made of copper and ferromagnetic wire is carried out. The data of specific electric resistance determined by traditional formula and according to Ohm law for current density are compared. It is established that

specific impedance of this wire in Ohm law consists of reactance and inductive components. As a result this impedance is a complex quantity.

Key words – coil, copper and ferromagnetic wire, specific impedance.

Ivleva L.F. Pelevin D.E.

Definition of a magnetic quadrupole in technical object by measuring with a static planimetric transducer.

The parameters of a static planimetric primary measuring transducer permitting to measure tesseral components of a quadrupole magnetic moment in a technical object are calculated.

Key words - technical object, quadrupole magnetic moment, tesseral component, measuring transducer.

Latynin Yu.M., Milykh V.I.

Analysis of base state electric engineering standards.

Base electric engineering standards that define general notions in electric engineering are analyzed on the basis of system approach. Conclusion is made that the standards insufficiently correlate with each other, many statements lacking qualitative components and some definitions not only mismatching their essence but also contradicting each other. Terminology and terms definitions specifications are stated. The base standards need

changing in structure, wording, and definition content to meet the state-of-the-art requirements of electric engineering advancement.

Key words - electric engineering standards, analysis, general notions, contradictions, terminology specifications.

Rudas Ju.D., Lupikov V.S.

Analyses of magnetic field produced by multipole source.

The analysis of the second order surface, representing 3D distribution of the multipole source magnetic field with constant value of induction is fulfilled. The engineering method for determination of geometrical parameters of the surface is developed. As initial dates of measuring induction on three parallel planes located in relation to the source from one side are used. The method allows minimizing the volume of measuring date at the analysis of magnetic field produced by long technical objects.

Key words - technical object, multipole source, magnetic field, distribution, analyses method.

73

77

82

Information

Luchuk V.F., Markov I.S., Schukin I.S.	Protection devices for electric motors on the basis of electronic relays EMPR-6, EMPR-7.	88
Luchuk V.F., Markov I.S., Schukin I.S.	Diagnosing of electric machines by the WDI-05, TIDI-02, BDI-03 devices	89
Melnic Ja. V.	Vacuum switches of VR series. Features of construction and results of their testing in Science Research Center of High Voltage Apparatus, Moscow.	90

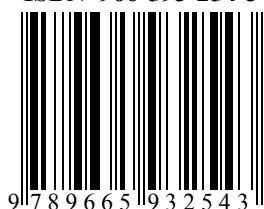
ISBN 966-593-254-3

ISBN 966-593-255-1

ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

Електротехніка і Електромеханіка
Электротехника и Электромеханика
Electrical engineering & Electromechanics
2003'3

ISBN 966-593-254-3



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов

Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 15.09.2003 р.

Формат 60 × 90 1/8. Папір Prima Copy

Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 12,75.

Наклад 300 прим. 1-й завод - 110. Зам. № 643. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44
