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



Електротехніка і Електромеханіка

Электротехника и Электромеханика

**Electrical engineering & Electromechanics** 

# 2003'4





EIE

# Електротехніка і Електромеханіка Электротехника и Электромеханика Electrical engineering & Electromechanics

Щоквартальний науково-практичний журнал 🛛 💈

2003'4

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 редакто Клименко Б.В.	р д.т.н., проф., завідувач кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків
Члени редколегії Баранов М.І. Батигін Ю.В. Боєв В.М. Гончаров Ю.П.	д.т.н., начальник відділу НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків д.т.н., професор кафедри вищої математики НТУ "ХПІ", Харків д.т.н., професор кафедри теоретичних основ електротехніки НТУ "ХПІ", Харків д.т.н., професор кафедри промислової та біометричної електроніки НТУ "ХПІ", Харків
Гурін А.Г.	д.т.н., професор, завідувач кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ". Харків
Данько В.Г.	д.т.н., проф., завідувач кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків (голова редакційної колегії)
Загірняк М.В.	д.т.н., проф., ректор КДТУ, Кременчук
Кравченко В.І.	д.т.н., проф., директор НДПКІ "Молнія" НТУ "ХПІ", Харків
Лупіков В.С.	к.т.н., доцент кафедри електричних апаратів НТУ "ХПІ", Харків (відповідальний секретар)
Маслієв В.Г.	д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків
Михайлов В.М.	д.т.н., проф., завідувач кафедри інженерної електрофізики НТУ "ХПІ", Харків
Мілих В.І.	д.т.н., професор кафедри загальної електротехніки НТУ "ХПІ", Харків
Набока Б.Г.	д.т.н., професор кафедри електроізоляційної і кабельної техніки НТУ "ХПІ", Харків
Намітоков К.К.	д.т.н., проф., завідувач кафедри світлотехніки і джерел світла ХДАМГ, Харків
Омельяненко В.І.	д.т.н., проф., завідувач кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків
Панасенко М.В.	д.т.н., професор кафедри електричного транспорту та тепловозобудування НТУ "ХПІ", Харків
Подольцев О.Д.	д.т.н., провідний науковий співробітник ІЕД НАНУ, Київ
Пуйло Г.В.	д.т.н., професор кафедри електричних машин ОНТУ, Одеса
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
I качук 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

# **3MICT**

# Електричні машини та апарати

Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С.	Инженерная методика расчета рабочих характеристик электромеханиче- ских импульсных преобразователей индукционного типа.	5
Бялобржеский А.В.	Особенности динамических режимов работы генераторов постоянного тока.	11
Васьковский Ю.Н., Гибель Ю.А.	Моделирование динамических режимов электромеханических преобразо- вателей цепно – полевыми методами в системе "MATLAB – FEMLAB".	16
Голенков Г.М.	Моделирование тяговых характеристик линейных асинхронных электро- двигателей.	21
Дёгтев В.Г., Шульгин Д.Н.	Синтез обмоток с уменьшенным содержанием прямовращающихся гармоник МДС.	23
Дорохов А.В.	Динамические характеристики асинхронных генераторов ветроэлектроаг- регатов при подключении их к сети через демпфирующее сопротивление с последующим его шунтированием.	26
Заблодский Н.Н.	Формирование выходных характеристик многомодульной электротепломеха- нической системы.	32
Завгородній В.Д., Мороз В.І., Петрова О.А.	Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (частина 4. Аналіз методів обробки вихідних сигналів).	36
Карпович О.Я., Онищенко О.А.	Компьютерное исследование динамических свойств вентильно- индукторного двигателя.	42
Котиш А.І., Плєшков П.Г.	Визначення умов розвитку ферорезонансу в повітряних мережах з транс- форматорами напруги типу НАМИ.	46
Кучинский К.А.	Термомеханическое состояние изоляции обмотки статора при пуске турбо- генератора.	48
Ларин А.М., Ламари Абдессалем, Ларина И.И.	Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных машин при различных уровнях насыщения.	52
Милых В.И., Полякова Н.В.	Анализ фазовых соотношений электромагнитных величин в турбогенера- торе на основе численных расчетов магнитных полей.	59
Петрушин В.С., Якимец А.М., Кобрин В.Л.	Тепловые расчеты нестационарных режимов работы асинхронных двига- телей регулируемых электроприводов.	65
Руссова Н.В.	Синтез симметричных П-образных двухкатушечных электромагнитов по- стоянного напряжения по интегральному критерию качества.	69
Рымша В.В.,	Математическое моделирование линейных вентильно-реактивных двига- телей.	72
Самойлов Г.А.	Универсальная программа анализа любых типов трехфазных обмоток.	77
Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А.	Показатели качества и структурной оптимизации пространственных элек- тромагнитных систем трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей.	79
Харчишин Б.М.	Синтез генетично модифікованих конструкцій магнітоелектричних пере- творювачів.	83

Чуванков В.Ю., Чувашев В.А., Железняков А.В., Папазов Ю.Н., Медведев Ю.Л., Чувашев И.В., Демченко В.Н., Лень А.Т.	Электромагнитный момент взрывозащищенного асинхронного электро- двигателя с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора при стохас- тическом нагружении.	87
Шинкаренко В.Ф., Августинович А.А.	Генетический анализ и систематика видов асинхронных машин поступа- тельного движения (род плоских).	92
Техні	ка сильних електричних та магнітних полів	
Баранов М.И.	Расчет кратера электротеплового разрушения на металлической обшивке летательного аппарата при прямом ударе в нее молнии.	101
	Електричний транспорт	
Хворост Н.В., Панасенко Н.В.	Электрические железные дороги: этапы и перспективы развития.	104
Зміст освіти за наг	трямами підготовки "Електротехніка" і "Електромехан	іка"
Вербовой А.П., Вербовой П.Ф.	Структура учебников по электрическим машинам и аппаратам.	115
	Ювілеї	
Титко О.І.	До 60-річча від дня народження	121
	Інформація	
Заводу «Южкабель»	– 60 лет	122
Список авторів		124
Abstracts		125

# 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. УДК 621.313:536.2.24:539.2

# ИНЖЕНЕРНАЯ МЕТОДИКА РАСЧЕТА РАБОЧИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ИНДУКЦИОННОГО ТИПА

Болюх В.Ф., к.т.н., доц., Марков А.М., Лучук В.Ф., к.т.н., Щукин И.С., к.т.н.

Национальный технический университет «Харьковский политехнический институт» Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ «ХПИ», кафедры «Общая электротехника» и «Электрические машины», тел. (0572) 40-04-27, 40-02-40, E-mail: bolukh@kpi.kharkov.ua, tech@tetra.kharkiv.com.

Запропонована інженерна чисельно-аналітична методика розрахунку робочих характеристик і параметрів електромеханічних імпульсних перетворювачів індукційного типу з охолодженням обмоток рідким азотом. Подана структурна схема розрахункового алгоритму, що враховує сильну зміну і взаємозв'язок електричних, магнітних, теплових та механічних параметрів під час короткочасного робочого циклу. Подані всі основні розрахункові параметри з зазначенням допоміжних параметрів, що впливають на похибки розрахунку.

Предложена инженерная численно-аналитическая методика расчета рабочих характеристик и параметров электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа с охлаждением обмоток жидким азотом. Представлена структурная схема расчетного алгоритма, учитывающего сильное изменение и взаимосвязь электрических, магнитных, тепловых и механических параметров в течение кратковременного рабочего цикла. Представлены все основные расчетные параметры с указанием вспомогательных параметров, влияющих на погрешности расчета.

#### ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время известен ряд методов по расчету рабочих параметров и характеристик электромеханических импульсных преобразователей индукционного типа (ЭИПИТ) [1-3]. Инженерные методики, предназначенные для широкого пользования, позволяют выполнить оценочные расчеты основных параметров оперативно и с относительно невысоким уровнем точности, как правило, с помощью инженерных калькуляторов [4, 5]. Основной недостаток известных методик состоит в том, что они не учитывают существенного изменения ряда электромагнитных, тепловых и механических параметров в кратковременном рабочем цикле, что характерно для высокоэффективных преобразователей, охлаждаемых, например, жидким азотом. Поскольку за последнее десятилетие произошел определенный скачек в уровне подготовки инженерно-технических специалистов и вычислительной технике, то современная инженерная методика должна быть ориентирована на компьютерные расчеты ЭИПИТ [6]. В настоящее время существует целый комплекс алгоритмических языков и универсальных компьютерных программ для расчетов электромеханических преобразователей (MathCAD, MatLab, Maple, Mathematica и др.), в которых довольно легко запрограммировать необходимые выражения и получить результаты в наглядном виде.

Современная инженерная методика, обладая рядом допущений, должна в общем виде устанавливать взаимосвязи между расчетными параметрами, включать упрощенные или аппроксимированные зависимости основных нелинейных величин и представлять результаты расчета с оценкой точности. Такие инженерные методики должны характеризоваться высокой оперативностью: обладать быстродействием и наглядностью, показывать изменение расчетных параметров во времени и не быть излишне сложными [7].

В общем случае задача создания функционального электромеханического преобразователя во многом зависит от его назначения и условий функционирования. В качестве примера рассмотрим следующую задачу. Для заданных габаритных размеров преобразователя дисковой конфигурации (наружный диаметр  $D_{ex}$ ), обмотка возбуждения и якорь которого намотаны проводом диаметром  $d_0$ , определить основные параметры и рассчитать рабочие характеристики при воздействии исполнительным элементом массой P на пружину с коэффициентом упругости  $K_P$ . При возбуждении от емкостного накопителя C определить его напряжение  $U_0$ , обеспечивающего заданную величину максимального перемещения исполнительного элемента  $\Delta Z_m$ .

# МЕТОДИКА ВЫБОРА ОСНОВНЫХ ПАРАМЕТРОВ 1. Полагаем, что наружные диаметры обмоток возбу-

ждения (*n*=1) и якоря (*n*=2) равны

$$D_{ex_n} = D_{ex}.$$

2. Для выбора внутреннего диаметра *D<sub>in</sub>* обмоток принимаем значение относительной ширины

$$d^* = (D_{ex} - D_{in})/(D_{ex} + D_{in}),$$

равное 0,7, при котором обеспечивается наибольшая эффективность дискового преобразователя [4]. При этом

$$D_{in_n} = D_{in} = 0,18D_{ex}$$

3. Принимаем значения относительной высоты

$$\varepsilon_{Hn} = H_n / (D_{ex} - D_{in})$$

обмотки возбуждения  $\varepsilon_{HI}$ =0,20 и обмотки якоря  $\varepsilon_{H2}$ =0,05.

4. Определяем число витков *n*-ой обмотки по формуле

$$w_n = Ent\left(0.5\frac{D_{ex}-D_{in}}{d_0+2h_s+ph_p}\right) \cdot Ent\left(\frac{H_n}{d_0+2h_s}\right),$$

где Ent(f) — максимальное целое число из f;  $h_s$  — толщина витковой изоляции; p — число слоев межслойной изоляции толщиной  $h_p$ .

5. Для плоской дисковой обмотки, если значение относительной ширины находится в диапазоне  $d^*=0,2...0,8$ , с достаточной точностью для инженерных расчетов ( $\delta=2...6$  %) индуктивность *n*-ой обмотки можно рассчитать следующим образом [4]

$$L_n = 3,75 \cdot 10^{-7} w_n^2 (D_{ex} + D_{in})^{1,4} (D_{ex} - D_{in})^{-0,4}$$

6. Взаимоиндуктивность между обмотками оценим по формуле

$$M_{12}(t) = L_n w_m w_n^{-1} \Theta,$$
  
rde  $\Theta = \exp\left(-\Xi \frac{\Delta + 0.5(H_1 + H_2) + \Delta Z(t)}{D_{ex} + D_{in}}\right);$ 

 $\Delta$  - начальный зазор между обмотками, величина которого выбирается в зависимости от напряжения источника  $U_0$  (табл.1);  $\Delta Z(t)$  – величина перемещения якоря;  $\Xi$  - значение параметра, выбираемого в зависимости от относительной ширины обмотки (табл.2) [8]

Таблица 1

Величина начального зазора между обмотками							
<i>U</i> <sub>0</sub> , кВ	5,0 10,0 15,0 20,0						
Δ, мм	0,51,0	1,01,5	1,52,0	2,02,5			

Таблица 2

Величина параметра Ξ									
$d^*$ , o.e 0,2 0,3 0,4 0,5 0,6 0,7 0,8 0,9									
Ξ,o.e.	3,65	3,33	3,14	2,92	2,70	2,50	2,43	2,36	

7. Ориентировочная глубина скин-слоя для обмотки

$$\delta_n = \sqrt{2\rho(T,B)\mu_0^{-1}\sqrt{\left(L_n - M_{12}^2 L_m^{-1}\right)}},$$

где *т*=3-*n*.

Для медной обмотки удельное сопротивление при азотной температуре можно описать зависимостью [8]

$$\rho(T,B) = 7 \cdot 10^{-11} (T - 46K) (1 + 10^{\xi})$$
  
где  $\xi = -6,821 + 2,537 \lg \upsilon - 0,1853 \lg^2 \upsilon;$ 

v = 23.8B/(T-46K).

Величину индукции магнитного поля можно оценить следующим образом

$$B_n = B_{on}(t) + B_{0m}(t)\Theta,$$
  
rge  $B_{0n}(t) = \frac{\mu_0 i(t)w_n}{(a-1)D_{ex}} \ln\left(\frac{a+\sqrt{a^2+b_n^2}}{1+\sqrt{1+b_n^2}}\right)$ 

 $a = D_{ex}/D_{in}$ ,  $b_n = H_n/D_{ex}$ .

8. Сопротивление обмотки выбирается с учетом глубины скин-слоя. Если  $\delta_n > 0.5d_0$ , то

$$R_n = 2\rho(T, B)w_n d_0^{-2} (D_{ex} + D_{in}).$$

Если  $\delta_n < 0.5d_0$ , то

$$R_n = 0.5\rho(T, B)w_n \delta^{-1} (d_0 - \delta)^{-1} (D_{ex} + D_{in})$$

9. Максимальную величину тока возбуждения можно оценить, считая что якорь при этом переместился на расстояние  $\Delta Z$ , следующим образом

$$\dot{u}_{1m} = \frac{2U_0\sqrt{C}}{\sqrt{4(L_1 - M_{12}^2(\Delta Z)L_2^{-1}) - CR_1^2}},$$

где  $U_0$  – зарядное напряжение емкостного накопителя с энергией  $W_0$ 

$$U_0 = \sqrt{2W_0C^{-1}}$$

При необходимости можно уменьшить амплитуду тока путем уменьшения числа витков  $w_l$  за счет увеличения диаметра провода  $d_0$ .

10. Масса п-ой обмотки

$$m_n = 0,25\pi k_p \gamma H_n \left( D_{ex}^2 - D_{in}^2 \right),$$

где  $k_p$ =1,1...1,5 – в зависимости от заполнения обмотки конструкционными материалами; γ - усредненная плотность материала обмотки.

10. Превышение температуры обмотки, определяемое на каждом расчетном шаге [9]

$$\theta_n(t_{k+1}) = \zeta + [\theta_n(t_k) - \zeta] \exp\left(-\frac{4F_{\alpha n}\alpha_T(T)\Delta t}{\pi\gamma H_n c^*(T)(D_{ex}^2 - D_{in}^2)}\right),$$
  
где  $\zeta = R_n(T, B)i_n^2(t_k)F_{\alpha n}^{-1}\alpha_T^{-1}(T);$   
 $c^*(T) = 0.32 \cdot \sqrt[3]{T - T^*}v_n c(T_0) + v_u c_u(T) + (1 - v_n - v_u) \cdot c_\kappa(T) -$   
усредненная удельная теплоемкость охлаждаемой жидким азотом медной обмотки, включающей про-  
водники, изоляцию и пропиточный компаунд;  $v_n, v_u$  - объемное содержание проводника и изоляции;  $c(T_0)$  -   
теплоемкость проводника при температуре жидкого   
азота;  $c_u(T), c_\kappa(T)$  - коэффициенты теплоемкости изо-  
ляции и компаунда;  $F_{rm} = \pi [0.5(D_{rm}^2 - D_{rm}^2) + H_n D_{rm}]$  - поверхность охлаж-

 $F_{can} = \pi \left[ 0.5 \left( D_{ex}^2 - D_{in}^2 \right) + H_n D_{ex} \right]$  - поверхность охлаждения обмотки.

В общем случае величина коэффициента теплоотдачи  $\alpha_T$  при кипении жидкого азота зависит от целого ряда факторов и условий. Для инженерных расчетов можно воспользоваться значениями, представленными в табл.3.

Таблица 3

Значения коэффициента теплоотдачи жидкого азота в зависимости от превышения температуры обмотки

				1 71	
θ, Κ	110	1015	1520	2030	30100
α <sub>T</sub> ,	800·θ	6800 +	16400 -	14000 -	2514 -
Вт/(м <sup>2</sup> К)		+1200·θ	-520·θ	<b>-</b> 400·θ	<b>-</b> 17·θ

11. Расход жидкого азота за *q* рабочих циклов преобразователя можно оценить по результатам расчета следующим образом

$$v_{N2}^* = r_{N2}^{-1}q \sum_{n=1}^{2} \int_{0}^{t_p} i_n^2(t) R_n(T,B) dt$$

*г*<sub>N2</sub>=159 кДж/л – удельная теплота испарения жидкого азота.

12. Величины перемещения и скорости якоря с исполнительным элементом, учитывающих их массу и коэффициент упругости буферного элемента можно рассчитать на каждом шаге по времени при помощи рекуррентных соотношений [10]

$$\Delta Z(t_{k+1}) = \Delta Z(t_k) + V(t_k)\Delta t + \iota \Delta t^2 (P + m_2)^{-1},$$
  

$$V(t_{k+1}) = V(t_k) + \iota \Delta t (P + m_2)^{-1},$$
  
FIGE  $\iota = i_1(t_k)i_2(t_k)\Delta z_p^{-1} [M_{12}(\Delta Z + 0.5\Delta z_p) - M_{12}(\Delta Z - 0.5\Delta z_p)] - K_P \Delta Z(t_k);$ 

 $\Delta z_p$  — расчетная величина для градиента взаимной индкутивности.

На основании выбора основных параметров можно осуществить расчет рабочих характеристик ЭИПИТ традиционной формы при наличии и отсутствии охлаждения жидким азотом.

#### СТРУКТУРНАЯ СХЕМА РАСЧЕТНОГО АЛГОРИТМА

Предлагается следующая структурная схема по расчету рабочих параметров и характеристик с указанием взаимосвязи между основными расчетными параметрами (рис.1).



Рис.1. Структурная схема для расчета рабочих параметров и характеристик криогенного ЭИПИТ

В данном расчетном алгоритме используются следующие начальные условия:  $T(0)=T_0$  - температура;  $i_n=0$  - ток;  $\Delta z = \Delta z_0$  – аксиальное смещение якорной относительно статорной обмотки;  $f_c(0)=f_0$  - сила сопротивления;  $U_c(0)=U_0$  - напряжение источника; V(0)=0 - скорость якоря.

Представленные на рис.1 расчетные параметры подразделяются на *вспомогательные* (*nr*, *nz* число разбиений обмотки на элементарные катушки,  $\Delta t$  - элементарный расчетный шаг по времени,  $\Delta z_n$  – расчетная величина для градиента взаимной индуктивности), постоянные (F<sub>сп</sub>, m<sub>n</sub> - поверхность охлаждения и масса обмотки,  $\Delta s_n$  - площадь поперечного сечения проводника и др.) и изменяемые (R<sub>n</sub>, c<sub>n</sub> - сопротивление и теплоемкость *n*-ой обмотки,  $M_{12}$  взаимоиндуктивность между обмотками,  $\alpha_n(T)$  - коэффициент теплоотдачи обмотки). В качестве *текущих параметров* процесса выступают: *i<sub>n</sub>* или *j<sub>n</sub>* - ток или плотность тока в обмотке;  $T_n$  - температура или  $\theta$ - превышения температуры обмотки; *u<sub>c</sub>*, *u<sub>k</sub>* - напряжения на емкостном накопителе и обмотке; W - энергия (кинетическая, потери в обмотках, магнитная, источника);  $V, \Delta Z$  - скорость и перемещения якоря с исполнительным элементом; fz - результирующая осевая сила;  $K_M = M_{12}L_1^{-0.5}L_2^{-0.5}$  – коэффициент магнитной связи между обмотками.

Для того чтобы учесть комплекс взаимосвязанных процессов и различные нелинейные зависимости параметров используется следующий расчетный алгоритм циклического действия (рис.2). Весь переходный процесс при численном расчете разбивается на определенное число малых интервалов времени  $\Delta t = t_{k+1} - t_k$ , в пределах которых все величины считаются неизменными. При циклическом изменении на каждом шаге по времени осуществляется расчет текущих значений параметров с формированием рабочих характеристик. Величина параметра  $t_p \rho^*$  оценивается по конечным значениям расчета и, при необходимости, осуществляется процесс корректировки эффективного сечения

ствляется процесс корректировки эффективного сечения провода обмотки, влияющего на ее сопротивление. При таком подходе для расчета токов на численно малом временном интервале можно использовать линейные дифференциальные уравнения.



Параметр  $t_p \rho^*$  - равный произведению tp - длительности однополупериодного импульса возбуждения и удельного сопротивления  $\rho^* = 0.5 \cdot \left[\rho(0) + \rho(t_p)\right]$  учитывает уменьшение сечения проводника из-за скинэффекта. Так, при использовании круглого провода диаметром d0, если значение указанного параметра меньше величины 0,392µ0d02, Гн·м, то его расчетная площадь поперечного сечения выбирается равной

$$\Delta s^{*} = 2,5d_{0}\sqrt{t_{p}\rho^{*}/\mu_{0}} - 2 \cdot t_{p}\rho^{*}/\mu_{0}$$

На основе выбора основных параметров и расчетного алгоритма можно легко рассчитать рабочие характеристики ЭИПИТ.

#### РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

Заданы исходные параметры ЭИПИТ: наружный диаметр  $D_{ex}=0,11$  м, диаметр медного провода  $d_0=0,97$  мм, масса исполнительного элемента P=1 кг и коэффициент упругости пружины  $K_P=50$  кН/м. При этом имеется два конденсатора емкостью C=100 мкФ При возбуждении однополупериодным импульсом от емкостного накопителя определить его напряжение  $U_0$ , при котором обеспечивается перемещение исполнительного элемента  $\Delta Z_m$  на расстояние 50 мм при функционировании в условиях комнатной и азотной температур.

Для данной задачи при  $T_0=77$  К получены следующие рабочие параметры при использовании одного конденсатора с  $W_0=2,5$  кДж:  $D_{in}=0,02$  м;  $H_1=0,019$ м;  $H_2=0,004$  м;  $w_1=700$ ;  $w_2=150$ ;  $L_1=2,69\cdot10^{-2}$  Гн;  $L_2=1,23\cdot10^{-3}$  Гн;  $M_{12}(0)=4,57\cdot10^{-3}$  Гн;  $K_M(0)=0,79$ ;  $\Delta=1$ мм;  $\delta=1,85$  мм;  $R_1(0)=0,437$  Ом;  $R_2(0)=0,095$  Ом;  $i_{1m}=450$  А; c=187 Дж/(кг·К);  $c_u=440$  Дж/(кг·К);  $c_\kappa=300$ Дж/(кг·К);  $m_1=1,7$  кг;  $m_2=0,37$  кг;  $F_{\alpha l}=0,0251$  м<sup>2</sup>;  $F_{\alpha 2}=0,0199$  м<sup>2</sup>.

На рис.3 для этого преобразователя показаны рассчитанные электромеханические и тепловые характеристики. В данном преобразователе на обмотку якоря воздействует импульсная электродинамическая сила отталкивания. Но поскольку между токами в обмотках имеется заметный фазовый сдвиг, на якорь через определенное время действует как электродинамическая, так и механическая тормозные силы, ограничивающие его перемещение на определенную величину  $\Delta Z_m$ . Здесь крестиками и кружками показаны значения, рассчитанные по предлагаемой инженерной методике. На основе данных характеристик построены зависимости максимальной величины перемещения якоря с исполнительным элементом  $\Delta Z_m$  от величины напряжения источника U<sub>0</sub> для преобразователя, работающего при комнатной и азотной температурах (рис.4). При этом используются последовательное (С=50 мкФ) и параллельное (С=200 мкФ) соединение двух емкостных накопителей. Вследствие этого по полученным кривым можно определить напряжение источника, обеспечивающего заданное перемещение.

Так, для обеспечения  $\Delta Z_m$ =50 мм при работе в условиях азотной температуры необходимо выбирать  $U_0$ : 1,6 кВ (одиночный накопитель), 1,05 кВ (параллельное соединение), 2,8 кВ (последовательное соединение).

При отсутствии криогенного охлаждения необходимо выбирать повышенные значения напряжений *U*<sub>0</sub>: 4,4 кВ (одиночный накопитель), 3,5 кВ (параллельное соединение), 7,5 кВ (последовательное соединение).





Рис.4. Зависимость величины максимального перемещения от напряжения источника при *T*<sub>0</sub>: 297 К (сплошные линии) и 77 К (штриховые линии)

Работа при пониженных напряжениях источника с использованием электроизоляционной жидкости – жидкого азота, обеспечивает повышение надежности криогенного преобразователя по сравнению с «теплым» вариантом, работающим при комнатной температуре.

На рис.3 сплошными линиями показаны значения, полученные при использовании уточненной методики расчета параметров собственной и взаимоиндуктивной индуктивности [9], по которой используется разбиение обмоток на элементарные катушки в радиальном и аксиальном направлениях (nr=10 и nz=5). Поскольку при увеличении числа разбиений возрастает точность расчета с одновременным и значительным увеличением расчетного времени, необходимо найти оптимальное их соотношение, что важно для инженерной методики.

#### ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЙ

При использовании ланной численноаналитической методики, реализуемой с использованием ЭВМ, оценим влияние вспомогательных расчетных параметров на погрешности расчета. На рис.5 для указанного ЭИПИТ, работающего без возвратной пружины, показано влияние величины расчетного шага по времени  $\Delta t$ , нормированного на длительность импульса возбуждения t<sub>p</sub>. В табл. 4 представлены относительные погрешности рассчитанных величин при наиболее грубом из рассмотренных вариантов. В целом можно отметить более высокие погрешности параметров якорной обмотки по сравнению с параметрами статорной обмотки возбуждения. При этом параметры, получаемые в конце рабочего цикла, меньше подвержены влиянию расчетного шага, чем амплитудные значения, достигаемые в течение рабочего процесса. На основании полученных результатов можно рекомендовать величину  $\Delta t^* = 4$  %, что составляет 25 циклов изменения текущих расчетных параметров за время длительности импульса возбуждения.

Таблица 4 Относительные погрешности є, % параметров ЭИПИТ при  $\Delta t^* = 6$  %

$3\mu\mu\mu\mu$								
Т, К	279	77	Т, К	279	77			
$\epsilon(j_{lm})$	0,06	0,48	ε(η)	0,54	0,11			
$\varepsilon(j_{2m})$	21,21	32,49	$\epsilon(V)$	1,64	2,68			
$\epsilon(f_{zm})$	37,87	61,73	$\epsilon(\theta_1)$	2,35	2,41			
$\epsilon(\eta_m)$	11,03	3,69	$\epsilon(\theta_2)$	18,33	27,07			

Число разбиений обмоток на элементарные катушки *nr, nz* также оказывает влияние на точность получаемых результатов (рис.6). При этом наблюдаются практически те же тенденции, характерные при выборе расчетного шага по времени  $\Delta t$ . Однако в этом случае необходимо учитывать конфигурацию обмоток. Так, для дисковых обмоток можно использовать разбиения только в радиальном направлении (табл.5), что позволяет существенно сократить длительность расчетного цикла и обеспечить необходимый для инженерных расчетов уровень точности результатов. Практически здесь реализуется квадратная форма элементарного сечения, при которой, как установлено в работе [11], наблюдается наименьшая погрешность. Погрешность возрастает в случае прямоугольных расчетных элементов, причем тем сильнее, чем сильнее вытянуты прямоугольники независимо от ориентации сторон относительно координатных осей.

Таблица 5 Относительные погрешности є, % параметров ЭИПИТ в зависимости от числа разбиений обмоток *nr* и *nz* 

B subiletimoetin of mesta pusonetinin comorok ni ninz								
nr; nz	1	; 1	4; 1					
Т, К	279	77	297	77				
$\varepsilon(j_{lm})$	1,21	0,70	0,22	0,12				
$\varepsilon(j_{2m})$	4,99	12,43	2,42	3,93				
$\epsilon(f_{zm})$	50,1	35,07	4,61	1,43				
$\epsilon(\eta_m)$	59,82	11,87	7,09	1,97				
ε(η)	40,50	9,14	6,64	1,62				
$\epsilon(V)$	18,18	6,04	3,10	0,97				
$\epsilon(\theta_1)$	0,23	0,67	0,02	0,01				
$\epsilon(\theta_2)$	24,65	28,18	5,20	3,90				

При выполнении якоря в виде массивного элемента и замене его на совокупность индуктивно связанных контуров особое внимание должно быть уделено разбиению его поперечного сечения на элементарные участки, так как их вид непосредственно влияет на точность расчета, объем требуемой памяти и время счета. При ограниченных ресурсах ЭВМ и корректном учете скин-эффекта разбиение должно учитывать особенности конфигурации поперечного сечения якоря и ориентацию относительно обмотки возбуждения. Для повышения точности расчета дискретизацию якоря целесообразно осуществлять в направлении проявления скин-эффекта неравномерно в соответствии со степенью его проявления: с возрастанием от поверхности в глубь якоря [12]. Неравномерность разбиения площадей элементарных участков целесообразно осуществлять обратно пропорционально плотности тока в данном элементе, предварительно полученной при равномерном разбиении площадей. При этом размер первого элемента разбиения целесообразно задавать пропорциональным глубине проникновения поля в якорь на частоте воздействия. В зависимости от требований к точности расчета можно варьировать параметры вычислительного процесса, изменяя коэффициент пропорциональности между размером первого элемента разбиения и глубиной проникновения поля в якорь.

Таким образом, используя разработанную инженерную методику, можно рассчитать параметры и характеристики ЭИПИТ, работающих в различных температурных условиях, для которых характерно существенное изменение расчетных параметров в течение короткого рабочего цикла, с использованием компьютерной техники оперативно и с необходимой точностью.



Рис.5. Относительные значения максимальных (а) и конечных (б) параметров ЭИПИТ, работающих при комнатной температуре, в зависимости от расчетного шага по времени



Рис.6. Относительные значения максимальных (а) и конечных (б) параметров ЭИПИТ, работающих при комнатной температуре в зависимости от числа разбиений обмоток на элементарные катушки

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана инженерная методика расчета основных параметров и характеристик криогенного преобразователя, охлаждаемого жидким азотом, ориентированная на использование вычислительной техники. Методика позволяет учесть изменение и взаимосвязь электромагнитных, тепловых и механических параметров в кратковременном рабочем цикле. Проведена оценка вспомогательных расчетных параметров на погрешности численных расчетов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Балтаханов А.М., Бондалетов В.Н. Расчет электромагнитных и электромеханических переходных процессов в индукционно-динамических системах // Электричество. - 1981. - № 2. - С. 64-67.
- [2] Васьковский Ю.Н., Нестыкайло Л.Л. Определение параметров индуктора при расчете рабочих характеристик импульсного индукционно-динамического преобразователя // Техн. электродинамика.-1985. - № 5. - С. 23-27.
- [3] Борткевич С.П., Кравец И.А., Матвиенко О.В. Численно-аналитическое моделирование процессов в магнитно-импульсных установках с плоским индуктором и движущимся диском // Техн. электродинамика. - 1995. -№ 3. - С. 6-8.
- [4] Бондалетов В.Н., Тютькин В.А. Инженерный метод расчета индукционно-динамического привода // Электротехника. - 1979. - № 10. - С. 28-31.
- [5] Булавина Т.Г., Карпенко Л.Н. К вопросу о проектировании оптимальных индукционно-динамических приводов // Изв. вузов. Электромеханика. - 1985. - № 12. -С. 105-108.
- [6] Птах Г.К. Методологические аспекты разработки компьютерных моделей электромеханических преобразователей // Изв. вузов. Электромеханика. - 2003. - № 1. - С. 7-11.
- [7] Barmada S. Field analysis in tubular coilguns by wavelet transform // IEEE Transactions on Magnetics. - 2003. -Vol. 39, № 1. - P. 120-124.
- [8] Сильные м сверхсильные магнитные поля и их применение / Под ред. Ф.Херлаха. - М.: Мир, 1988. - 456 с.
- [9] Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Математическое моделирование электродинамического двигателя ударного действия // Техн. електродинаміка. - Спец. випуск № 2. - 1998. - Т. 2. - С. 147-152.
- [10] Болюх В.Ф., Марков А.М., Лучук В.Ф., Щукин И.С. Исследование электромеханического цилиндрического ускорителя индукционного типа с импульсным возбуждением // Техн. електродинаміка. Тем.випуск: Силова електроніка та енергоефективність.-2000.-Ч.1.-С. 39-44.
- [11] Лучкин О.В., Михайлов В.М., Панасенко О.Т. О вычислении диагональных элементов матриц, аппроксимирующих интегральные операторы в уравнениях плотности тока // Электронное моделирование. - 2001. -Т. 23, № 3. - С. 116-123.
- [12] Чертков И.А. Расчет поверхностного эффекта в многовитковых катушках методом связанных контуров при неравномерном разбиении // Методы и средства физического и математического моделирования для решения задач энергетики, электротехники, электромеханики. - Сборник науч. трудов Моск. энергетич. ин-та. -М.: МЭИ, 1988. - № 158. - С. 46-51.

Поступила 28.08.2003

# ОСОБЕННОСТИ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Бялобржеский А.В.

Кременчугский государственный политехнический университет

Украина, 39601, Кременчуг, ул. Первомайская, 20, КГПУ, кафедра "Систем автоматического управления и электропривода"

Статичні характеристики генераторів постійного струму низько інформативні і не розкривають особливостей поводження електричної машини в динамічних режимах. У статті розглянуті особливості характеристик генератора постійного струму одержуваних у динамічних режимах. Приведено спосіб еквівалентності кривій намагнічування індуктора, визначення реальних постійних часу системи порушення з урахуванням впливу вихрових струмів електротехнічної сталі.

Статические характеристики генераторов постоянного тока низко информативны и не раскрывают особенностей поведения электрической машины в динамических режимах. В статье рассмотрены особенности характеристик генератора постоянного тока получаемых в динамических режимах. Приведен способ эквивалентизации кривой намагничивания индуктора, определение реальных постоянных времени системы возбуждения с учетом влияния вихревых токов электротехнической стали.

При испытании генераторов постоянного тока по сушествующим требованиям необходимое снятие пяти характеристик: холостого хода, короткого замыкания, внешней, нагрузочной и регулировочной. В роботах [3,4] рассмотренные процедуры получения характеристик генераторов постоянного тока в динамических режимах, при этом отмечено, что такие характеристики являются более информативными, так как отражают обращения машины в динамическом режиме. Статические характеристики получают с помощью алгоритма усреднение. Как следствие, обнаруживается задача определения реальных параметров электромагнитной системы индуктора с учетом особенностей протекания физических процессов в магнитной системе. Методика определения электромагнитных параметров индуктора в динамических режимах отсутствующая.

Цель работы - определение параметров электромагнитной системы машины постоянного тока путем анализа мгновенных значений напряжения, тока возбуждения, э.д.с. обращение, скорости обращения и тока якоря.

Динамические характеристики холостого хода и короткого замыкания генератора получают в соответствии с методикой изложенной в работе [6]. Результаты реализации динамических режимов холостого хода для электрических машин постоянного тока ПЗ1М ( $P_n$ =1,4 кВт;  $U_n$ =220 В;  $n_n$ =1500 об/мин;  $\eta$ =91%;  $I_n$ =8,7 А; J=0,021 кг·м<sup>2</sup>) и ПБСТ 5394 ( $P_n$ =9 кВт;  $U_n$ =220 В;  $n_n$ =3000 об/мин;  $\eta$ =91%;  $I_n$ =39,4 А;  $\eta_n$ =91%) представлены на рисунке 1.

В электроприводе, для упрощения описания процессов в системах с электромагнитными элементами, как правило, пренебрегают нелинейностью кривой намагничивания и явлением гистерезиса, и, следовательно, всеми связанными с этим процессами. Это оправдано для систем электропривода, в которых регулирование осуществляется посредством изменения напряжения якоря, однако при регулировании напряжения возбуждения в широком диапазоне, в частности в приводе с генераторами постоянного тока, указанные выше упрощения неоправданны. В работах [1,2], показано, что вид динамической характеристики намагничивания стали, обуславливается несколькими явлениями: наличием вихревых токов, магнитной вязкостью и динамикой перемагничивания материала.

Рассмотрим в общем виде уравнения равновесия электромагнитной системы цепи возбуждения

$$u_{\mathfrak{g}}(t) = \frac{d\psi_{\mathfrak{g}}(t)}{dt} + i_{\mathfrak{g}}(t) \cdot R_{\mathfrak{g}}, \qquad (1)$$

$$0 = \frac{d\psi_{\kappa}(t)}{dt} + i_{\kappa}(t) \cdot R_{\kappa}, \qquad (2)$$

где  $u_{g}(t)$  - напряжение возбуждения;  $\psi_{g}(t) = \Phi(t) \cdot w_{g}$ - потокосцепление обмотки возбуждения;  $\psi_{\kappa}(t) = \Phi(t) \cdot w_{\kappa}$  - потокосцепление эквивалентной обмотки вихревых токов;  $i_{g}(t)$ ,  $i_{\kappa}(t)$  - токи возбуждения и эквивалентного контура вихревых токов;  $R_{g}$ ,  $R_{\kappa}$  - активное сопротивление цепи возбуждения и эквивалентного контура вихревых токов.

Поток возбуждения при нулевом значении тока якоря определяется действием токов возбуждения и эквивалентного контура вихревых токов с учетом геометрических и физических свойств электромагнитной системы, в соответствии с выражением:

$$\Phi(t) = S_{_{\mathcal{H}\mathcal{B}}} \cdot \mu_a(H) \cdot \frac{\left(i_{_{\mathcal{B}}}(t) \cdot w_{_{\mathcal{B}}} - i_{_{\mathcal{K}}}(t) \cdot w_{_{\mathcal{K}}}\right)}{l_{_{\mathcal{H}\mathcal{B}}}}, \qquad (3)$$

где  $S_{3\kappa\theta}$ ,  $l_{3\kappa\theta}$  - эквивалентные геометрические параметры электромагнитной системы,  $\mu_a(H)$  - абсолютная магнитная проницаемость среды.

Поток возбуждения в ходе снятия характеристик изменяется, в результате действия напряжения возбуждения, реакции контуров вихревых токов с учетом электромагнитных свойств стали индуктора. Тогда состояние электромагнитной системы индуктора можно представить системой уравнений, полагая зависимость абсолютной магнитной проницаемости, временной

$$u_{\theta}(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot k_{\theta} + i_{\theta}(t) \cdot R_{\theta}, \qquad (5)$$

$$0 = \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot k_{\kappa} + i_{\kappa}(t) \cdot R_{\kappa}, \qquad (6)$$



Рис. 1. Экспериментальные характеристики генератора постоянного тока в режиме холостого хода при гармоническом задании напряжения управления возбудителем (а - машина ПЗ1М; б - машина ПБСТ 5394)

$$\Phi(t) = k_{\phi} \cdot \mu_a(t) \cdot \left( i_{\theta}(t) \cdot k_{\theta} - i_{\kappa}(t) \cdot k_{\kappa} \right), \qquad (7)$$

где 
$$k_{\theta} = w_{\theta}; k_{\kappa} = w_{\kappa}; k_{\phi} = \frac{S_{\mathfrak{K}\theta}}{l_{\mathfrak{K}\theta}}$$

При работе электрической машины контролировать поток возбуждения непосредственно затруднительно. Его значение, в некотором масштабе, в любой момент времени можно определить из выражения

$$k\Phi(t) = \frac{e(t)}{\omega(t)}$$

где e(t) - э.д.с. генератора в режиме холостого хода;  $\omega(t)$  - скорость вращения якоря.

Таким образом, доступными для анализа становятся зависимости напряжения возбуждения, тока возбуждения, скорости вращения, э.д.с. генератора и коэффициента потока. Неизвестными параметрами, которые отражают характеристики электромагнитной системы и подлежат определению, являются:  $k_g$ ,  $k_\kappa$ ,  $R_g$ ,  $R_\kappa$ ,  $k_\phi$  и  $\mu_a(t)$ . Параметры  $R_g$  и  $k_g$ , с учетом того, что контролируется напряжение возбуждения, ток возбуждения и поток, можно определить из выражения (5) применяя метод гармонического анализа [5]. Для этого, используя разложение в ряд Фурье, представим параметры, которые измеряются, в таком виде:

$$u_{\theta}(t) = u_{0} + \sum_{n=1}^{\infty} u_{cn} \cdot \cos(\Omega_{j}t) + \sum_{n=1}^{\infty} u_{sn} \cdot \sin(\Omega_{j}t);$$
$$i_{\theta}(t) = i_{0} + \sum_{j=1}^{\infty} i_{cj} \cdot \cos(\Omega_{j}t) + \sum_{j=1}^{\infty} i_{sj} \cdot \sin(\Omega_{j}t);$$

$$\Phi(t) = \Phi_0 + \sum_{m=1}^{\infty} \Phi_{cm} \cdot \cos(\Omega_m t) + \sum_{m=1}^{\infty} \Phi_{sm} \cdot \sin(\Omega_m t),$$

где  $u_0$ ,  $i_0$ ,  $\Phi_0$  - постоянные составляющие напряжения, тока и потока возбуждения;  $i_{cj}$ ,  $\Phi_{cm}$ ,  $u_{cn}$  - амплитуды косинусных квадратурных составляющих параметров;  $i_{sj}$ ,  $\Phi_{sm}$ ,  $u_{sn}$  - амплитуды синусных квадратурных составляющих.

Приравнивая в соответствии с выражением (5) синусные и косинусные, соответственно, квадратурные составляющие первой гармоники, получим систему:

$$\begin{cases} u_{c1} = \Phi_{s1} \cdot \Omega_1 \cdot k_g + i_{c1} \cdot R_g; \\ u_{s1} = -\Phi_{c1} \cdot \Omega_1 \cdot k_g + i_{s1} \cdot R_g. \end{cases}$$
(8)

В результате решения данной системы уравнений определяются параметры  $R_{e}$  и  $k_{e}$ .

Определение других величин затруднено тем, что ток эквивалентного контура вихревых токов прямым образом не может быть измерен. По этому следует исключить его из рассмотрения, выразив в соответствие с выражением (6) так

$$i_{\kappa}(t) = -\frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}}{R_{\kappa}}$$
(9)

и, подставив в выражение (7), получим

$$\Phi(t) = k_{\phi} \cdot \mu_{a}(t) \cdot i_{\theta}(t) \cdot k_{\theta} + k_{\phi} \cdot \mu_{a}(t) \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}^{2}}{R_{\kappa}}$$

Введем замену переменной  $k_{\phi} \cdot \mu_{a}(t) = \mu_{a}^{\kappa}(t)$ , тогда выражение примет вид

$$\Phi(t) = \mu_a^{\kappa}(t) \cdot i_{\theta}(t) \cdot k_{\theta} + \mu_a^{\kappa}(t) \cdot \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}^2}{R_{\kappa}}.$$
 (10)

Параметр  $k_{e}$  определяется из системы уравнений (8). Для этого приведем выражение (10) к виду:

$$i_{\mathfrak{g}}(t) \cdot k_{\mathfrak{g}} + \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}^2}{R_{\kappa}} - \frac{\Phi(t)}{\mu_{\alpha}^{\kappa}(t)} = 0.$$
(11)

Функции  $\Phi(t)$  и  $i_{g}(t)$  являются периодическими и представляются в виде ряда Фурье, подобным образом представим функцию  $F(t) = \frac{1}{\mu_{a}^{\kappa}(t)}$ :

$$\frac{1}{\mu_{a}^{\kappa}(t)} = \mu_{0}^{*} + \sum_{i} \mu_{ci}^{*} \cdot \cos(\Omega_{i}t) + \sum_{i} \mu_{si}^{*} \cdot \sin(\Omega_{i}t).$$
  
Тогда выражение (11) примет вид  

$$k_{e} \cdot i_{0} + k_{e} \cdot \sum_{j} i_{cj} \cdot \cos(\Omega_{j}t) + k_{e} \cdot \sum_{j} i_{sj} \cdot \sin(\Omega_{j}t) -$$
  

$$-\frac{k_{\kappa}^{2}}{R_{\kappa}} \cdot \sum_{m} \Phi_{cm} \cdot \sin(\Omega_{m}t) + \frac{k_{\kappa}^{2}}{R_{\kappa}} \cdot \sum_{m} \Phi_{sm} \cdot \cos(\Omega_{m}t) -$$
  

$$-\left[ \left( \mu_{0}^{*} + \sum_{i} \mu_{ci}^{*} \cdot \cos(\Omega_{i}t) + \sum_{i} \mu_{si}^{*} \cdot \sin(\Omega_{i}t) \right) \times \right]$$

$$\times \left( \Phi_{0} + \sum_{m} \Phi_{cm} \cdot \Omega_{m} \cdot \cos(\Omega_{m}t) + \sum_{m} \Phi_{sm} \cdot \Omega_{m} \cdot \sin(\Omega_{m}t) \right) = 0$$
(12)

Результаты разложения в ряд Фурье временных зависимостей тока и потока возбуждения (рис. 1.) приведены в таблице 1. В общем спектре гармонических составляющих тока и потока возбуждения, как видно из табл. 1 весомыми являются первая, третья и пятая гармоники.

В виду того, что ток возбуждения и поток содержат нечетные гармоники, в соответствии с выражением (12), произведение рядов  $\frac{1}{\mu_a^\kappa(t)}$  и  $\Phi(t)$ 

должно также содержать нечетные гармоники, иначе не соблюдается баланс квадратурных составляющих в левой и правой части выражения (12).

				Гаолица
$\Omega_i, c^{-1}$	$\Phi_{cm}, B \cdot c$	$\Phi_{sm}, B \cdot c$	$i_{cj}, A$	$i_{sj}, A$
0	0	0	0	0
1.319	0.6769	-0.2171	0.9968	0.0556
2.639	-0.0078	-0.01495	-0.0072	-0.0459
3.958	-0.0663	0.03363	-0.1645	-0.0246
5.277	-0.0011	-0.008727	0.0098	0.0028
6.596	-0.0114	-0.01215	0.0041	-0.0281
				1

Тогда, учитывая характер ряда  $\Phi(t)$ , ряд  $\frac{1}{\mu_a^\kappa(t)}$ 

будет содержать только четные гармоники. Раскрывая скобки в выражении (12), и приравнивая синусные и косинусные гармонические составляющие, одного порядка получим, например, для косинусной квадратурной составляющей первой гармоники:

$$\begin{split} \Phi_{s1} \cdot \Omega_1 \cdot \frac{k_k^2}{R_k} - \Phi_{c1} \cdot \mu_0^* - \frac{\Phi_{c1} + \Phi_{c3}}{2} \cdot \mu_{c2}^* - \frac{\Phi_{s1} + \Phi_{s3}}{2} \cdot \mu_{s2}^* - \\ - \frac{\Phi_{s3} + \Phi_{s5}}{2} \cdot \mu_{c4}^* - \frac{\Phi_{s3} + \Phi_{s5}}{2} \cdot \mu_{s4}^* = -k_e \cdot i_{c1} \\ \text{Проволя полобные преобразования для ортого-} \end{split}$$

ISBN 966-593-254-3

нальных составляющих 3 и 5-ой гармоник, получим систему уравнений, которую можно записать в матричной форме:  $A \times B = C$ , где

$$B = \begin{vmatrix} \varphi_{s1} \cdot \Omega_{1}, -\varphi_{c1}, -\frac{(\varphi_{c1} + \varphi_{c3})}{2}, -\frac{(\varphi_{s1} + \varphi_{s3})}{2}, -\frac{(\varphi_{c3} + \varphi_{c5})}{2}, -\frac{(\varphi_{c3} + \varphi_{c5})}{2}, -\frac{(\varphi_{s3} + \varphi_{s5})}{2} \\ -\varphi_{c1} \cdot \Omega_{1}, -\varphi_{s1}, \frac{(\varphi_{s1} - \varphi_{s3})}{2}, \frac{(\varphi_{c3} - \varphi_{c1})}{2}, \frac{(\varphi_{c3} - \varphi_{c1})}{2}, \frac{(\varphi_{c3} - \varphi_{s5})}{2}, \frac{(\varphi_{c3} - \varphi_{c5})}{2} \\ -\varphi_{c3} \cdot \Omega_{3}, -\varphi_{c3}, -\frac{(\varphi_{c1} + \varphi_{c5})}{2}, \frac{(\varphi_{c5} - \varphi_{c1})}{2}, \frac{-\varphi_{c1}}{2}, -\frac{\varphi_{c1}}{2} \\ -\varphi_{c3} \cdot \Omega_{3}, -\varphi_{s3}, -\frac{(\varphi_{s1} + \varphi_{s5})}{2}, \frac{(\varphi_{c5} - \varphi_{c1})}{2}, \frac{-\varphi_{s1}}{2}, -\frac{\varphi_{c1}}{2} \\ -\varphi_{c5} \cdot \Omega_{5}, -\varphi_{c5}, -\frac{\varphi_{c3}}{2}, -\frac{\varphi_{c3}}{2}, -\frac{\varphi_{c3}}{2}, -\frac{\varphi_{c1}}{2}, -\frac{\varphi_{c1}}{2} \\ B = \left| \frac{k_{k}^{2}}{R_{k}}, \mu_{0}^{*}, \mu_{c2}^{*}, \mu_{s2}^{*}, \mu_{c4}^{*}, \mu_{s4}^{*} \right|^{T},$$

$$C = |-k_{g} \cdot i_{c1}, -k_{g} \cdot i_{s1}, -k_{g} \cdot i_{c3}, -k_{g} \cdot i_{s3}, -k_{g} \cdot i_{c5}, -k_{g} \cdot i_{s5}|^{T}$$
.  
Из полученного уравнения определяются состав-

ляющие  $\frac{k_k^2}{R_k}$ ,  $\mu_0^*$ ,  $\mu_{c2}^*$ ,  $\mu_{s2}^*$ ,  $\mu_{c4}^*$ ,  $\mu_{s4}^*$ , таким образом

восстанавливается временная зависимость коэффициента магнитной проницаемости от времени. Из выражения (6), подобным образом, определяется зависимость  $i_{\kappa}(t) \cdot k_{\kappa}$ . Полученные в ходе решения уравнений (6), (8), (12) коэффициенты и зависимости, не пригодны для суждения о состоянии стали и индуктора в целом. Исходя из полученных коэффициентов и зависимостей, перейдем к общепринятым параметрам цепи возбуждения, необходимым при анализе и синтезе.

Индуктивность цепи возбуждения является переменной и определяется выражением:

$$L_{\theta}(t) = \frac{S_{\mathcal{H}\theta}}{l_{\mathcal{H}\theta}} \cdot \mu_{a}(t) \cdot w_{\theta}^{2} = \mu_{a}^{\phi}(t) \cdot k_{\theta}^{2}$$
(13)

индуктивность эквивалентного контура вихревых токов

$$L_{\kappa}(t) = \frac{S_{\frac{3\kappa\theta}{l_{3\kappa\theta}}}}{l_{3\kappa\theta}} \cdot \mu_{a}(t) \cdot w_{\kappa}^{2} = \mu_{a}^{\phi}(t) \cdot k_{\kappa}^{2}.$$
(14)

С учетом того, что  $\mu_a^{\phi}(t)$  есть периодическая функция, индуктивность представляется в виде

$$L(t) = L_0 + \sum_l L_{cl} \cdot \cos \Omega_l t + \sum_l L_{sl} \cdot \sin \Omega_l t .$$
 (15)

Изменение индуктивности во времени приводит к усложнению описания процессов в индукторе электрической машины при синтезе систем с регулированием магнитного потока. Однако при этом выявляется многогранность процессов протекающих в стали индуктора, показателем которых является функция  $\mu_a^{\phi}(t)$ . Отклонение  $\mu_a^{\phi}$  относительно постоянной величины свидетельствует о сложности и инерционности процесса перемагничивания стали.

Для учета электромагнитной инерционности обмотки возбуждения и эквивалентного контура вихревых токов в системах с регулированием магнитного потока, с целью упрощения процедур анализа и синтеза, можно использовать систему дифференциальных уравнений, основанную на постоянных составляющих параметров полученных в ходе решения уравнений (13 - 15) [6]:

$$M \frac{di_{\mathfrak{g}}(t)}{dt} = L_{\kappa 0} \frac{di_{\kappa}(t)}{dt} + i_{\kappa}(t)R_{\kappa}$$
$$u_{\mathfrak{g}}(t) = L_{\mathfrak{g}0} \frac{di_{\mathfrak{g}}(t)}{dt} + i_{\mathfrak{g}}(t)R_{\mathfrak{g}} + M \frac{di_{\kappa}(t)}{dt}$$

где  $M = \sqrt{L_{e0} \cdot L_{\kappa 0}}$  .

На магнитный поток электрической машины оказывают влияние все источники магнитодвижущей силы: обмотка возбуждения, компенсационная обмотка, добавочная обмотка, обмотка якоря. При этом



влияние обмотки и тока якоря на результирующий поток рассматривается как явление реакции якоря. Наиболее эффективно реакция якоря определяется в эксперименте короткого замыкания. Результаты реализации динамического режима короткого замыкания для электрической машины постоянного тока ПЗ1М ( $P_{\mu}$ =1,4 кВт;  $U_{\mu}$ =220 В;  $n_{\mu}$ =1500 об/мин;  $\eta$ =91%;  $I_{\pi}$ =8,7 А; J=0,021 кг·м<sup>2</sup>) при импульсном регулировании напряжения возбуждения представленных на рис. 2.



Рис. 2. Реализация эксперимента короткого замыкания в динамическом режиме для машины ПЗ1М

В режиме короткого замыкания на результирующую характеристику генератора оказывают влияние нелинейность характеристики магнитной системы, ее динамические свойства а так же явление реакции якоря [4]. Получения характеристик генератора необходимо в соответствии с техническими требованиями, однако при этом получаемая характеристика отражает поведение машины лишь в данном режиме. Следовательно если режим эксплуатации машины отличается от режима испытания, полученная характеристика оказывается непригодной. Таким образом необходимо определить параметры влияющие на вид характеристики и их показатели. Рассмотрим уравнения электромагнитного баланса генератора постоянного тока в режиме короткого замыкания

$$\begin{split} u_{g}(t) &= \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot k_{g} + i_{g}(t) \cdot R_{g}, \\ 0 &= \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot k_{\kappa} + i_{\kappa}(t) \cdot R_{\kappa}, \\ \omega_{g}(t) \cdot k\Phi(t) &= L_{g} \frac{di_{g}(t)}{dt} + i_{g}(t) \cdot R_{g}, \\ \Phi(t) &= k_{\phi} \cdot \mu_{a}(t) \cdot \left(i_{g}(t) \cdot k_{g} - i_{\kappa}(t) \cdot k_{\kappa} \pm i_{g}(t) \cdot k_{g,3}\right), \end{split}$$

где  $k_{g,3}$  - количество витков эквивалентной обмотки формирующей размагничивающий либо подмагничивающий поток реакции якоря [4]. При проведении опыта контролируются ток якоря, ток возбуждения, скорость вращения. Поток возбуждения непосредственно не контролируется, но в некотором масштабе может быть определен, как:

$$k\Phi(t) = \frac{L\frac{di_g(t)}{dt} + i_g(t) \cdot R_g}{\omega_g(t)}.$$
 (16)

Параметры сопротивления и индуктивности

якорной цепи определяются в ходе диагностики машины, по этому в данном случае являются известными.

Таким образом с учетом (16) выражение (10) приводится к виду:

$$\frac{\Phi(t)}{\mu_a^{\kappa}(t)} = i_{\theta}(t) \cdot k_{\theta} + \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}^2}{R_{\kappa}} - i_{g}(t) \cdot k_{g,9} \quad (17)$$

или с учетом того, что параметр  $k_{g}$  определяется из выражения (8):

$$\frac{\Phi(t)}{\mu_{\alpha}^{\kappa}(t)} - \frac{d\Phi(t)}{dt} \cdot \frac{k_{\kappa}^2}{R_{\kappa}} + i_{\beta}(t) \cdot k_{\beta,\beta} = i_{\beta}(t) \cdot k_{\beta}$$

Таким образом неизвестными подлежащими оп-

ределению принимаются параметры 
$$\frac{1}{\mu_a^{\kappa}(t)}$$
,  $\frac{k_{\kappa}^2}{R_{\kappa}}$ 

 $k_{g.9}$ . Для этого представим периодические функции  $\Phi(t)$ ,  $i_g(t)$ ,  $i_g(t)$  (рис. 2.) в виде разложения в ряд Фурье. Результаты разложения - амплитуды квадратурных составляющих по соответствующим гармони-кам представлены в табл. 2.

	-					<u>1 аолица </u>
$\Omega_i, c^{-1}$	і <sub>я.s.</sub> , А	і <sub>я.с.</sub> , А	$i_{\theta.s.}, A$	$i_{\theta.c.}, A$	$k\Phi_s, B \cdot c$	$k\Phi_c, B \cdot c$
0	0	0	0	0	0	0
16.19	-1.881	-16.15	-0.1161	-0.1467	0.2253	0.6526
32.39	1.733	-0.1669	-0.0017	0.0002	-0.0156	0.0081
48.58	1.25	0.8294	0.0244	0.0229	-0.0436	0.0061
64.78	0.2086	-0.1631	-0.0072	-0.0033	0.0126	0.0173
80.97	0.1149	-0.1849	-0.0111	-0.0052	0.0164	0.0117

Проводя ряд рассуждений подобно (5)-(12) записываются уравнения баланса ортогональных составляющих в соответствии с (17), к примеру для Зей косинусной составляющей:

$$\begin{split} & \varPhi_{s3} \cdot \Omega_{3} \cdot \frac{k_{k}^{2}}{R_{k}} + i_{\pi,c3} \cdot k_{_{3KG}} + \varPhi_{0} \cdot \mu_{c3}^{*} + \varPhi_{c3} \cdot \mu_{0}^{*} + \frac{\varPhi_{c2} + \varPhi_{c4}}{2} \cdot \mu_{c1}^{*} + \\ & + \frac{\varPhi_{s4} - \varPhi_{s2}}{2} \cdot \mu_{s1}^{*} + \frac{\varPhi_{c1} + \varPhi_{c5}}{2} \cdot \mu_{c2}^{*} + \frac{\varPhi_{s5} - \varPhi_{s1}}{2} \cdot \mu_{s2}^{*} + \\ & + \frac{\varPhi_{c1}}{2} \cdot \mu_{c4}^{*} + \frac{\varPhi_{s1}}{2} \cdot \mu_{s4}^{*} + \frac{\varPhi_{c2}}{2} \cdot \mu_{c5}^{*} + \frac{\varPhi_{s2}}{2} \cdot \mu_{s5}^{*} = i_{c3} \cdot k_{\kappa} \end{split}$$

Аналогичным образом формируются уравнения для нескольких ортогональных составляющих различных гармоник, с целью определения составляющих магнитной проницаемости и коэффициента реакции якоря. Полученная система уравнений представляется в матричной форме:  $A \times B = C$ , где

определению подлежат коэффициенты матрицыстолбца В.

В результате решения восстанавливается временная зависимость изменения магнитной проницаемости и коэффициент эквивалентной обмотки реакции якоря.

Таким образом:

 динамические характеристики холостого хода и короткого замыкания отражают все многообразие электромагнитных процессов в электромагнитной системе машины;

— сложность процессов преобразования энергии магнитного поля в индукторе генератора отражается аналитически, путем введения зависимостей электромагнитных параметров индуктора во времени;

 — диагностика параметров индуктора на основании предположения постоянства индуктивности обмотки возбуждения, даже с учетом влияния вихревых токов, является недостоверной;

— в результате получения характеристик генератора адекватно диагностируются параметры индуктора, при этом магнитные свойства стали отражаются закономерностью изменения магнитной проницаемости

 $\mu_a^{\varphi}(t)$  и некоторым эквивалентным контуром вихревых токов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники М.: Высш. школа, 1973. – 752с.
- [2] Нейман Л.Р., Демирчан К.С. Теоретические основы электротехники, Л.:Энергоиздат, 1981. 536с
- [3] Родькин Д.И. Системы динамического нагружения и диагностики электродвигателей при послеремонтных испытаниях М:.Недра, 1980г, - 243с.
- [4] Пиотровский Л.М. Испытание электрических машин постоянного тока М.-Л. ОГИЗ, 1934г, 218с
- [5] Ломонос А. И., Бялобржеский А. В., Кривонос С. А. Закономерности частотных преобразований мощности полигармонических сигналов // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. - Кременчук: КДПУ, 2002. - Вип.1/2002 (12). - с.99-103.
- [6] Бялобржеский А.В. Экспериментальное определение характеристик генератора постоянного тока при динамическом нагружении // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. - Кременчук: КДПУ, 2001. - Вип.1/2001 (10). с.253-256.

Поступила 30.08.2003

# МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКИХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ЦЕПНО – ПОЛЕВЫМИ МЕТОДАМИ В СИСТЕМЕ "MATLAB – FEMLAB"

#### Васьковский Ю.Н., д. т. н., Гибель Ю.А.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт" Украина, 03056, Киев, пр-т Перемоги, 37, корп.20, кафедра электромеханики тел. (044) 441–12–69, 241–76–38, E-mail: ntuukafem@ua.fm

Розглянуто методи чисельного розв'язання коло – польових математичних моделей динамічних режимів електромеханічних перетворювачів енергії. Показано, що перспективним методом розв'язання є метод поділу змінних, а обчислювальні процедури при реалізації коло – польових моделей доцільно реалізовувати в межах сучасного обчислювального комплексу "MATLAB – FEMLAB".

Рассмотрены методы численного решения цепно – полевых математических моделей динамических режимов электромеханических преобразователей энергии. Показано, что эффективным методом решения задачи является метод разделения переменных, а вычислительные процедуры при реализации цепно – полевых моделей целесообразно осуществлять в рамках современного вычислительного комплекса "MATLAB – FEMLAB".

#### ВВЕДЕНИЕ

Наиболее достоверные результаты моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ) можно получить на основе решения цепно - полевых математических моделей (ЦПММ), предусматривающих совместный анализ дифференциальных уравнений электрического равновесия обмоток ЭМПЭ, уравнений механического равновесия его подвижных частей и уравнения электромагнитного поля в активной зоне преобразователя [1]. Решение таких моделей выполняется численными методами и встречает значительные практические затруднения ввиду сложной структуры исходных данных, большой размерности системы уравнений, жесткости ее свойств и нелинейности ее параметров. Поэтому актуальным является создание эффективных методов решения ЦПММ и разработка программно - вычислительных средств для компьютерной реализации ЦПММ. Последняя задача с учетом необходимости унификации программных продуктов и приведения их в соответствие с мировыми стандартами является весьма сложной и требует при решении значительных затрат. Это сдерживает широкое практическое использование цепно - полевых методов моделирования при исследованиях и разработках ЭМПЭ.

Инструментальной основой для создания эффективных вычислительных технологий по практической реализации цепно – полевых методов моделирования ЭМПЭ может служить программно – вычислительный комплекс "MATLAB – FEMLAB", разработанный фирмой MathWorks (США, г. Нейтик, шт. Maccaчусетс). Этот комплекс обладает удобным пользовательским интерфейсом и содержит исчерпывающий набор необходимых математических методов и процедур для анализа динамических режимов. В статье излагается опыт решения ЦПММ при моделировании некоторых ЭМПЭ с помощью упомянутого комплекса "MATLAB – FEMLAB".

### ЦЕПНО – ПОЛЕВЫЕ МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭМПЭ

В общем виде система уравнений ЦПММ состоит из следующих векторных уравнений [1]:

$$\frac{d\psi_j}{dt} + ri_j - u_j = 0, \ j = \overline{1, N}$$
(1)

$$-J_m \frac{d\omega_m}{dt} + M_m - M_{Bm} = 0; \ \frac{d\gamma_m}{dt} = \omega_m, \ m = \overline{1, L} \quad (2)$$

$$f[i,\gamma,A] = 0 \tag{3}$$

 $i = colon(i_1,...,i_N), \qquad \psi = colon(\psi_1,...,\psi_N),$ где  $u = colon(u_1, ..., u_N)$  - векторы – столбцы токов, магнитных потокосцеплений и внешних напряжений обмоток ЭМПЭ: Nколичество обмоток; - $\gamma = colon(\gamma_1, ..., \gamma_L)$  - вектор пространственных координат подвижных частей ЭМПЭ: L - количество независимых координат, которые характеризуют пространственное положение подвижных частей;  $A = colon(A_1, ..., A_n)$  - вектор – столбец выбранных переменных состояния электромагнитного поля (векторный магнитный потенциал, магнитная индукция и др.); q - количество узлов сетки, которая покрывает расчетную зону в активной части преобразователя;  $\omega = colon(\omega_1, ..., \omega_L)$  - вектор – столбец скоростей (угловых или линейных) подвижных частей;  $r, J, M, M_{\scriptscriptstyle R}$ - активное сопротивление обмоток, момент инерции, электромагнитный момент и внешний момент нагрузки. Векторное уравнение (3) описывает распределение электромагнитного поля в узлах дискретной сетки, которая покрывает расчетную область ЭМПЭ. Это уравнение получают после алгебраизации соответствующего дифференциального уравнения поля в частных производных каким – либо численным методом, например методом конечных элементов.

Для анализа режимов работы произвольного ЭМПЭ, имеющего нелинейные электромагнитные связи между обмотками, необходимо использовать его магнитомеханическую характеристику (MMX) [6]. ММХ представляет зависимости магнитных потокосцеплений обмоток и пространственных векторов электромагнитных моментов (сил), действующих на подвижные части ЭМПЭ, как функции от токов в обмотках и координат подвижных частей (роторов):

$$\psi_{j} = \psi_{j}(i,\gamma), \ \overrightarrow{M}_{\Im M k} = \overrightarrow{M}_{\Im M k}(i,\gamma),$$
(4)

Первая (магнитная) характеристика из MMX (4) используется в уравнениях электрического равновесия контуров ЭМПЭ. Выполняя дифференцирование функций потокосцеплений  $\psi_j = \psi_j(i,\gamma)$  по времени с учетом правил дифференцирования сложных функций, получим следующую совокупность уравнений цепей обмоток ЭМПЭ относительно искомых токов:

$$\sum_{k=1}^{N} \frac{\partial \psi_{j}}{\partial i_{k}} \frac{di_{k}}{dt} + \sum_{l=1}^{L} \frac{\partial \psi_{j}}{\partial \gamma_{l}} \omega_{l} + i_{j} r_{j} = u_{j} , \quad j = \overline{1, N}$$
(5)

где  $\partial \psi_j / \partial i_k$  - динамические собственные (при k = j) и взаимные (при  $k \neq j$ ) индуктивности обмоток;  $\partial \psi_j / \partial \gamma_l$  - динамические коэффициенты ЭДС движения. Динамические параметры в системе уравнений (5) определяются численным дифференцированием зависимости  $\psi_j = \psi_j(i, \gamma)$ .

Вторая (механическая) характеристика из ММХ непосредственно используется в уравнениях механического равновесия подвижных частей ЭМПЭ для определения совокупности скоростей и пространственных координат подвижных частей. Электромагнитный момент можно определить как частную производную магнитной коэнергии ЭМПЭ по координате  $\gamma$  (вдоль направления предполагаемого перемещения подвижной части). Определяя коэнергию выражением

$$W_{KM} = \sum_{j=1}^{N} (\int_{0}^{i_{j}} \psi_{j}(i,\gamma) di_{j}), \qquad (6)$$

получим следующую формулу для определения момента, обуславливающего перемещение подвижной части вдоль *m* - ой координаты:

$$M_{m} = -\frac{\partial W_{KM}}{\partial \gamma_{m}} = -\sum_{j=1}^{N} (\int_{0}^{i_{j}} \frac{\partial \psi_{j}}{\partial \gamma_{l}} di_{j})$$
(7)

Из выражения (7) следует, что расчет электромагнитного момента связан с интегрированием динамических коэффициентов ЭДС движения.

Как правило, заранее ММХ ЭМПЭ не известна и возникает задача по ее определению. При этом, как показано выше, особое значение имеет определение зависимости  $\psi_j = \psi_j(i,\gamma)$ , поскольку в ней содержится информация не только о нелинейности характеристик ЭМПЭ, но и об их изменении при перемещении подвижных частей.

В значительной степени структуру ЦПММ и методы ее численного решения определяет вид уравнения электромагнитного поля в активной зоне преобразователя. Для широкого класса ЭМПЭ распределение электромагнитного поля в активной зоне можно с высокой достоверностью описать стационарным уравнением Пуассона:

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) = \vec{J}_{cmop}$$
(8)

где A - векторный магнитный потенциал; µ - магнитная проницаемость;  $\vec{J}_{cmop}$  - плотность сторонних токов. К таким преобразователям относятся ЭМПЭ с шихтованными магнитопроводами и сосредоточенными многовитковыми обмотками, намотанными из тонкого провода малого поперечного сечения. В отличие от уравнений цепей обмоток, уравнение Пуассона не зависит от времени, а его решение определятся мгновенными значениями источников поля - токами в обмотках, и геометрией расчетной области, которая изменяется вследствие изменения координат подвижных частей ЭМПЭ. Поэтому при численной реализации ЦПММ таких преобразователей целесообразно развивать методы, использующие принцип раздельного решения цепной и полевой подсистем ЦПММ. Такой подход позволяет существенно сэкономить вычислительные затраты при решении задачи и обеспечить широкое внедрение цепи - полевых методов анализа в практику научных и инженерных расчетов

Другой класс преобразователей представляют ЭМПЭ, имеющие электропроводные массивные части с индуцированными токами, которые принимают непосредственное участие в электромеханическом преобразовании энергии. Массивную электропроводную часть ЭМПЭ можно рассматривать как вторичную обмотку, которая из - за явления диффузии электромагнитного поля в электропроводную среду не имеет четко выраженной геометрической конфигурации. В динамическом режиме вследствие изменения толщины скин – слоя меняется глубина проникновения токов в среду и в результате существенно меняются интегральные характеристики ЭМПЭ. Электромагнитное поле в активной зоне таких преобразователей описывается следующим нестационарным уравнением в частных производных:

$$\vec{\nabla} \times \frac{1}{\mu} (\vec{\nabla} \times \vec{A}) - \gamma \frac{\partial \vec{A}}{\partial t} + \gamma \left( \vec{V} \times (\vec{\nabla} \times \vec{A}) \right) = \vec{J}_{cmop} \qquad (9)$$

где  $\gamma$  - электропроводность;  $\vec{V}$  - скорость движения среды относительно источника поля. Для решения нестационарного уравнения (8) требуются начальные условия. Численную реализацию ЦПММ таких ЭМПЭ необходимо проводить методами пошагового интегрирования во времени системы (1) – (3) взаимосвязанных дифференциальных уравнений цепей обмоток, движения и электромагнитного поля [4]. Ввиду большой размерности системы дифференциальных уравнений (СДУ), нелинейностью и жесткостью ее свойств, несимметричностью и отсутствием ленточной структуры матрицы СДУ численное решение встречает значительные трудности, связанные, прежде всего с высокой трудоемкостью вычислений. Во многих случаях даже применение высокопроизводительных ПЭВМ не обеспечивает эффективного решения. Поэтому, если по условиям задачи представляется возможным, целесообразно, используя эквивалентные замены вторичных распределенных обмоток сосредоточенными обмотками с равномерно заданной по сечению плотностью тока, свести исходную задачу к более простой, электромагнитное поле в которой может быть описано уравнением (1).

Рассмотрим ЭМПЭ, электромагнитное поле которых можно описать уравнением Пуассона (8).

Методы решения ЦПММ таких ЭМПЭ по способу определения значений ММХ и динамических параметров можно разделить на две группы. К первой группе относятся методы, определяющие *текущие значения* ММХ и динамические параметры в процессе интегрирования во времени СДУ цепей обмоток. Ко второй группе – методы *предварительного определения* всей ММХ и динамических параметров и последующего использования найденных характеристик.

Среди методов первой группы следует отметить метод поинтервальной аппроксимации (МПА) [2,3]. В МПА весь анализируемый отрезок времени динамического процесса разбивается на ряд достаточно больших временных интервалов. Размеры каждого интервала выбираются такими, чтобы они в десятки раз превышали размеры временного шага, используемого для решения СДУ обмоток ЭМПЭ. Расчеты поля выполняются только на концах каждого текущего временного интервала. На основании расчетов поля внутри каждого интервала строятся аналитические выражения, аппроксимирующие функции  $\psi_i = \psi_i(i, \gamma)$ . Внутри интервалов численно решается СДУ цепей обмоток и движения роторов малой размерности. Алгоритмы МПА предусматривают на границах интервалов обмен данными и последователь-

ницах интервалов обмен данными и последовательную передачу управления от полевого решателя к решателю СДУ и наоборот. Этим достигается высокая вычислительная эффективность метода.

С помощью МПА решен ряд практически важных задач. Однако МПА не является универсальным методом. Кроме того, проблема рационального разбиения анализируемого отрезка на расчетные интервалы не формализуется и может решаться только эмпирическим путем.

Универсальным методом, относящимся ко второй группе методов решения ЦПММ, является метод динамических характеристик (МДХ). Полевыми методами выполняется совокупность расчетов магнитного поля и потокосцеплений обмоток при вариации заданных мгновенных значений токов и координат в диапазонах их предполагаемого изменения. По найденной совокупности узловых значений строятся зависимости  $\psi_i = \psi_i(i, \gamma)$ . В промежутках между расчетными узлами величины потокосцеплений определяются по интерполяционным формулам. Затем осуществляется численное дифференцирование найденных зависимостей и определение совокупности динамических параметров. Полученная таким образом расчетная информация формирует базу данных динамических параметров ЭМПЭ, к которой легко можно обратиться при решении СДУ.

Анализ ЭМПЭ с помощью МДХ дает наиболее достоверные результаты, но является чрезмерно трудоемким и информационно – избыточным. Последнее означает, что при расчете любого режима работы ЭМПЭ используется весьма незначительная часть найденной зависимости  $\psi_j = \psi_j(i,\gamma)$ , соответствующая значениям *i* и  $\gamma$ , характерным для рассматриваемого режима работы.

В линейной классической теории ЭМПЭ выражения для потокосцеплений записываются в виде линейной комбинации произведений токов контуров и коэффициентов, которые могут зависеть только от координаты  $\gamma$  и являются статическими собственными и взаимными индуктивностями обмоток:

$$\psi_j(i,\gamma) = \sum_{k=1}^N M_{jk}(\gamma) \cdot i_k \tag{10}$$

В выражении (10) наряду с использованием принципа наложения реализуется также принцип разделения переменных. Однако предположение о пропорциональной зависимости токов и потокосцеплений не позволяет учесть нелинейность свойств ЭМПЭ, что снижает достоверность результатов моделирования.

Весьма продуктивным для уменьшения трудоемкости вычислений и учета нелинейности является представление зависимости  $\psi_j = \psi_j(i, \gamma)$  в виде суммы произведений отдельных функций, каждая из которых зависит только от одной переменной:

$$\psi_j(i,\gamma) = \sum_{k=1}^N \varphi_j(i_k) \cdot \xi_{jk}(\gamma) \tag{11}$$

где  $\varphi_j(i_k)$  - нелинейные зависимости потокосцеплений j - ой обмотки от тока k - ой обмотки при отсутствии токов в остальных обмотках ЭМПЭ;  $\xi_{jk}(\gamma)$  - безразмерные функции, характеризующие изменение потокосцепления j - ой обмотки при перемещении подвижной части при условии неизменности заданного тока в k - ой обмотке и отсутствии токов в остальных обмотках. Эти функции удобно определить в виде отношения  $\xi_{jk}(\gamma) = \psi_j(i_k, \gamma)/\psi_j(i_k, \gamma_0)$ , где  $\gamma_0$  значение координаты подвижной части, при котором потокосцепление  $\psi_j(i_k, \gamma_0)$  имеет максимальное зна-

чение;  $i_k = colon(0, ..., i_k, ..., 0)$ .

Выражение (11) обобщает классическую формулу (10). Если предположить  $\varphi_j(i_k) = a_j \cdot i_k$ , где  $a_j = const$ , то имеем  $M_{jk}(\gamma) = a_j \cdot \xi_{jk}(\gamma)$  и выражение (11) сводится к формуле (10).

Динамические параметры ЭМПЭ легко найти, дифференцируя (11) по переменным *i* и  $\gamma$ :

$$\frac{\partial \psi_{j}}{\partial i_{k}} = \xi_{jk}(\gamma) \frac{\partial \varphi_{j}(i_{k})}{\partial i_{k}}; \quad \frac{\partial \psi_{j}}{\partial \gamma_{l}} = \sum_{k=1}^{N} \varphi_{j}(i_{k}) \frac{\partial \xi_{jk}(\gamma)}{\partial \gamma} \quad (12)$$

Определение потокосцеплений по выражению (11) позволяет существенно сократить вычислительные затраты при расчете ММХ. Такое сокращение обусловлено использованием принципа разделения переменных, в соответствии с которым произвольная функция нескольких переменных ищется в виде произведения нескольких функций, каждая из которых зависит только от одной переменной. Цепи – полевой метод анализа ЭМПЭ на основе представления (11) называется методом разделения переменных (МРП).

#### РЕШЕНИЕ ЦПММ В СИСТЕМЕ "MATLAB – FEMLAB".

Идеология и реализация цепно – полевого моделирования в системе "MATLAB – FEMLAB" ее разработчиками не предусматривалась. Тем не менее, наличие в комплексе необходимых инструментальных средств позволяет на его основе создать эффективную технологию построения и решения ЦПММ ЭМПЭ. Принципы построения такой технологии в системе "MATLAB – FEMLAB" представляет научный интерес, а ее практическая реализация открывает новые перспективы для широкого применения цепно – полевых методов моделирования при исследованиях и разработках ЭМПЭ.

В основе упомянутой системы лежит программный пакет "MATLAB", содержащий язык программирования высокого уровня. Моделирование динамических систем можно выполнить: а) по программам, написанным пользователем на языке программирования MatLab; б) с помощью пакета расширения "SIMULINK", в котором реализуется принцип визуально ориентированного моделирования. В последнем случае расчетная модель (S - модель) с помощью графической технологии drag-and-drop легко собирается из отдельных блоков в полной аналогии со структурной схемой моделируемой системы. S - модель представляет собой графическое отображение моделируемой системы, в которой реальные физические элементы заменены их математическими моделями. причем функциональные связи межлу элементами также обеспечиваются графическими средствами. Решаемая СДУ автоматически формируется в процессе соединения различных блоков S – модели, этом используя при возможности системы "MATLAB" в скрытой форме. Пользователь может выбрать подходящий метод решения СДУ и установить необходимые параметры метода.

Пакет расширения "FEMLAB" предназначен для моделирования физических полей различной природы методом конечных элементов (МКЭ). Пользователь с помощью интерфейса Model Navigator может выбрать пространственную размерность задачи (1D одномерная, 2D - двумерная – и 3D – трехмерная), тип и ориентацию системы координат (декартовая, цилиндрическая), тип зависимости неизвестных переменных от времени (стационарная, квазистационарная, нестационарная задача). Пользователь может указать порядок аппроксимирующих полиномов и др.

При решении задач в области электромагнетизма (Elecrtomagnetics Module) реализуются все необходимые для моделирования функции: препроцессорные (построение и оптимизация сетки конечных элементов (СКЭ), задание физических характеристик материалов, граничных и начальных условий, источников поля и др.), процессорные (выбор параметров метода решения и расчет поля) и постпроцессорные (визуализация картин поля, определение значений полевых функций в заданных точках области). Построение нерегулярной СКЭ осуществляется сеточным генератором, позволяющим сгущать сетку в местах высокого градиента магнитного поля. При этом практически не ограничивается количество узлов СКЭ. Пакет "FEMLAB" с помощью функции Export Simulink model позволяет экспортировать результаты расчета электромагнитного поля в написанную пользователем программу или в созданную предварительно расчетную S – модель системы. Моделирование динамического режима работы ЭМПЭ осуществляется в пакете "MATLAB", а динамическая взаимосвязь полевых и цепных уравнений ЦПММ обеспечивается указанной функцией Export Simulink model.

#### РЕЗУЛЬТАТЫ ЦЕПНО – ПОЛЕВОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ЭМПЭ

Приведем отдельные результаты моделирования ЭМПЭ с использование описанных выше методов МРП и МДХ. В качестве примера рассмотрим электромашинный генератор импульсов тока (ЭГИТ) вращающегося типа, предназначенный для генерирования мощных однополярных импульсов тока [5]. В процессе работы ЭГИТ периодически переходит из режима холостого хода в режим короткого замыкания и наоборот. Электромагнитные связи обмоток ЭГИТ являются существенно нелинейными из-за резкого изменения магнитного состояния магнитопровода от сильно насыщенного (в режиме холостого хода) до полностью размагниченного (в режиме короткого замыкания). Поэтому для получения достоверных результатов моделирования необходимо использовать динамические параметры.

СДУ цепи обмоток и движения ротора имеет следующий вид:

$$\begin{cases} \frac{di}{dt} = -\frac{\omega \cdot (\partial \amalg \not \partial \gamma) + i \cdot (r + R_{\mu})}{\partial \amalg \not \partial \gamma + L_{\mu}}, \\ \frac{d\omega}{dt} = \frac{i}{2J} \cdot \frac{\partial \amalg}{\partial \gamma}, \\ \frac{d\gamma}{dt} = \omega \end{cases}$$
(13)

где  $\omega = \frac{d\gamma}{dt}, \ \frac{\partial \Pi}{\partial i}, \ \frac{\partial \Pi}{\partial \gamma}$  – соответственно угловая час-

тота вращения ротора, динамическая индуктивность, динамический коэффициент ЭДС вращения; J – момент инерции ротора; r – собственное активное сопротивление обмотки;  $R_n, L_n$  – активное сопротивление и индуктивность нагрузки. ЭГИТ выполняется с шихтованным магнитопроводом и распределение электромагнитного поля в его активной зоне можно описывать стационарным уравнением Пуассона (8).

Для решения ЦПММ ЭГИТ применялись МДХ и МРП.

Процесс решения ЦПММ ЭГИТ состоит из двух этапов. При использовании МДХ, на первом этапе в системе FEMLAB рассчитывается зависимость ММХ  $\Psi_j = \Psi_j(i, \gamma)$ . После получения на ее основе динами-

ческих параметров  $\frac{\partial \Psi}{\partial \gamma} = f(\gamma, i)$ ,  $\frac{\partial \Psi}{\partial i} = f(i, \gamma)$  в системе MATLAB решается СДУ (13).

При использовании МРП ММХ и параметры находятся на основании выражений (11), (12). На рис. 1 и рис. 2 показаны расчетные зависимости динамических параметров ЭГИТ, который имеет следующие исходные данные: число пар полюсов – 2, внешний диаметр – 220 мм, активная длина – 300 мм, размеры пазов статора и ротора – 55х10 мм<sup>2</sup>, число витков в пазу – 22. Расчет поля выполнялся в двухмерном приближении методом конечных элементов, причем в расчетной сетке число узлов равнялось 10291, число элементов – 20512.



Рис. 1. Зависимость динамического коэффициента  $\partial \psi / \partial \gamma$  от угла поворота ротора



Рис. 2. Зависимость динамической индуктивности  $\partial \psi / \partial i$  от тока

На рис.3 показаны расчетные зависимости серии импульсов тока ЭГИТ при сопротивлениях обмотки и нагрузки 0,09 Ом, полученные по МДХ и МРП.



Рис. 3. Временные зависимости тока ЭГИТ

Из рис.3 видно, что форма и характер затухания импульсов тока, рассчитанных двумя методами, практически не отличаются, но имеют несколько различные амплитуды. Амплитуда тока, полученная по МРП на 7% меньше амплитуды импульса тока, рассчитанного по МДХ, который можно рассматривать как более точный. С помощью МРП выполнялось моделирование динамических режимов ряда других ЭМПЭ – внезапного кроткого замыкания явнополюсного синхронного генератора, пуска асинхронного двигателя, исследовались характеристики ЭМПЭ нетрадиционной конструкции, имеющих шихтованные магнитопроводы.

Метод разделения переменных показал достаточную надежность и приемлемую достоверность результатов, что в сочетании с малой трудоемкостью и высокой скоростью вычисления делает его одним из наиболее перспективных методов численной реализации ЦПММ.

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработка эффективных методов решения ЦПММ и создание соответствующих средств программного обеспечения стимулирует широкое применение цепно – полевых методов моделирования ЭМ-ПЭ в практике научных и инженерных расчетов. Эффективным методом решения ЦПММ для ЭМПЭ, электромагнитное поле которых описывается стационарным уравнением, является МРП. Практическую численную реализацию ЦПММ удобно осуществлять в системе "MATLAB – FEMLAB".

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Васьковский Ю.Н. Перспективы моделирования динамических режимов электромеханических преобразователей на основе цепно – полевых методов - "Електротехніка і електромеханіка", №1, 2003, с.23 – 25.
- [2] Васьковский Ю.Н. Метод расчета дифференциальных параметров и динамических процессов электромеханических преобразователей на основе анализа электромагнитного поля // Изв. АН СССР. Энергетика и транспорт.-1991. - №2. - С.59-65.
- [3] Васьковский Ю.Н. Моделирование электромеханических преобразователей с нелинейными электромагнитными связями на основе анализа электромагнитного поля // Изв. Вузов Электромеханика.-1992. - №5.- С.11-17.
- [4] Васьковский Ю.Н., Шинкаренко В.Ф. Математическое моделирование и исследование многороторных электромеханических преобразователей // Техническая электродинамика. - 2001. - №2.- С.41 - 46.
- [5] Васьковский Ю.Н. Моделирование электромашинного генератора импульсов тока с учетом нелинейности его электромагнитных связей // Техническая электродинамика.-1992.-№3. - С.61 - 67.
- [6] Фильц Р.В. Математические основы теории электромеханических преобразователей – Киев: Наукова думка.-1979. - 206с.

Поступила 30.08.2003

## МОДЕЛИРОВАНИЕ ТЯГОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ЛИНЕЙНЫХ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ

Голенков Г.М., к.т.н., доцент

Киевский национальный университет строительства и архитектуры Украина .03037. Киев, пр. Воздухоплавания 31, КНУСА. кафедра "Электротехники и электропривода" тел. (044) 241-55-65

Досліджені питання, пов'язані з негативним впливом "крайового ефекту" на енергетичні параметри лінійного асинхронного електродвигуна (ЛАД), та шляхи їх покращення. Розраховано математичний вираз залежності тягового зусилля від електричних і конструктивних параметрів двигуна.

Исследованы вопросы, связанные с отрицательным влиянием "краевого эффекта" на энергетические параметры линейного асинхронного электродвигателя (ЛАД), и пути их улучшения. Дано математическое выражение зависимости тягового усилия от электрических и конструктивных параметров двигателя.

Для изучения процессов, протекающих во вторичном элементе (ВЭ) линейного асинхронного электродвигателя (ЛАД), был использован метод симметричных составляющих. Из анализа [1, 2, 3] известно, что во ВЭ из-за краевого эффекта (КЭ) возникает многофазная несимметричная система токов. Исследования [3] показали, что на активном участке ВЭ число стержней короткозамкнутой (к. з.) обмотки должно быть кратно трём, что облегчает расчёт ЛАД. В этом случае данную несимметричную систему токов можно разложить на симметричные составляющие: прямую и обратную последовательности.

Чтобы получить аналитические выражения тяговых и рабочих характеристик ЛАД, сделаны следующие допущения: индуктор ЛАД изготовлен с конечным числом пар полюсов, а ВЭ может быть секционным или сплошным. Секция ВЭ имеет форму параллелепипеда, собранного из листов электротехнической стали с пазами, которые выполнены на плоскостях активной части. В эти пазы уложена к. з. обмотка, имеющая вид многофазной обмотки без общего нуля, число пар полюсов которой равно числу пар полюсов бегущего магнитного поля индуктора. Число фаз соответствует числу стержней ВЭ и кратно трём. Лобовые соединения между звеньями отсутствуют. Для испытания ЛАД был разработан стенд, представляющий собой раму с блоком и ведущим цевочным колесом, через которые переброшен ленточный кусочно-линейный ВЭ. Ведущее колесо с помощью вала и муфты соединено с нагрузочной машиной постоянного тока. Питание ЛАД осуществлялось от тиристорного преобразователя частоты.

Стенд позволяет проводить экспериментальные исследования ЛАД в длительном режиме. Исследования электромагнитных процессов, протекающих во ВЭ ЛАД, состоящем из звеньев с к. з. обмоткой, показали, что в исследуемом контуре возникает многофазная несимметричная система токов [3]. Данная система токов во ВЭ возникает из-за того, что токи в крайних стержнях звена, а также в стержнях, находящихся в краевых зонах воздействия бегущего магнитного поля индуктора, равны току, протекающему по лобовой части к. з. Обмотки и направлены в противоположную сторону по отношению к току соответствующей фазы. Все остальные токи в фазах к.з. обмотки равны по модулю между собой и составляют трехфазную симметричную систему токов в многофазном контуре ВЭ. Несимметричную систему токов во ВЭ можно разложить на симметричные составляющие токов прямой и обратной последовательности. Степень несимметрии фазных токов ВЭ ЛАД оценивается отношением модулей токов симметричных составляющих обратной и прямой последовательности, т.е. коэффициентом несимметрии  $\xi$ , что соответствует обратной величине числу пар полюсов – *p*:

$$\xi = \frac{1}{2p} \,. \tag{1}$$

Распределение магнитного потока в зависимости от действия симметричной системы токов вторичного контура прямой последовательности ЛАД аналогично распределению основного магнитного потока асинхронных машин с вращающимся ротором (АД).

Следовательно, схема замещения ЛАД для данного вида последовательности идентична схеме замещения обычного АД. Частота токов ВЭ соответствует:  $f_{2.1} = sf_1$ , где s - скольжение;  $f_1$  - частота питающей сети, Гц.

Схема распределения магнитных потоков в зависимости от воздействия симметричных токов ВЭ обратной последовательности подобна распределению магнитных потоков АД, питание которого осуществляется со стороны ротора с фазной обмоткой током с частотой  $f_{2,2} = (2s - 1) f_1$ . Таким образом, ЛАД можно представить в виде

Таким образом, ЛАД можно представить в виде двух соединенных ЛАД общим ВЭ, один из которых питается со стороны статорной обмотки, другой – со стороны обмотки ВЭ.

Для вывода математических выражений, описывающих характеристики электромагнитного тягового усилия и рабочих характеристик ЛАД, схемы замещения прямой и обратной последовательности представлены в виде каскадно-соединенных электрических цепей, а затем с учетом коэффициента несимметрии преобразованы таким образом, чтобы намагничивающий контур был подключен к сети.

Эквивалентная схема замещения ЛАД (рис.1) имеет следующие параметры:  $U_1$  - подводимое напряжение, B; I<sub>1</sub> - ток индуктора, A; I<sub>µ</sub> - ток контура намагничивания, A; Г<sub>2.1</sub>, Г<sub>2.2</sub> - приведенные рабочие токи ВЭ прямой и обратной последовательности, A; R<sub>1</sub>, X<sub>1</sub> - активное и индуктивное сопротивления обмотки статора, Ом; R'<sub>2</sub>, X'<sub>2</sub> - приведенные активное и индуктивное сопротивления обмоток ВЭ, Ом; R<sub>µ</sub>, X<sub>µ</sub> -

активное и индуктивное сопротивления намагничивающего контура, Ом;  $s = (V_1 - V)/V_1$  – скольжение, где  $V_1 = 2\tau f_1$  – скорость бегущего магнитного поля статора, м/с;  $\tau$  – полюсное деление, м; V – скорость вторичного элемента (бегуна), м/с.



Рис. 1. Эквивалентная схема замещения ЛАД

Эквивалентная схема замещения (см. рис.1) имеет три явно выраженных контура: с током намагничивания

$$\dot{I}_{\mu} = U_1 / \dot{Z}_{\mu} , \qquad (2)$$

где  $\dot{Z}_{\mu} = R_{\mu} + jX_{\mu}$  - полное сопротивление контура намагничивания, Ом;

с рабочим током прямой последовательности:

$$\Gamma_{21} = U_1 / Z_{21} ,$$
 (3)

где  $Z_{21} = R_1 + R_1^2 / S + R_\mu + j(X_1 + X_2^2 + X_\mu)$  – полное сопротивление рабочей ветви для симметричных токов прямой последовательности, Ом;

с рабочим током обратной последовательности:

$$T_{22} = U_1 / Z_{22} ,$$
 (4)

где  $Z_{22} = R_1 + R_2^2 / s + R_1 / (2s-1) + j(X_1 + X_2^1)$  – полное сопротивление рабочей ветви для симметричных токов обратной последовательности, Ом.

Тогда активная мощность, потребляемая ЛАД с учетом выражений (3) и (4), будет соответствовать:

$$P_{3\kappa6} = \left(-I_{21}\right)^2 \frac{\dot{R}_2}{s} + \left(-I_{22}\right)^2 \left(\frac{\dot{R}_2}{s} + \frac{R_1}{2s-1}\right).$$
(5)

Электромагнитное тяговое усилие, развиваемое ЛАД с учетом выражения (5), описывается уравнением:

$$F_{_{\mathcal{H}Ka}} = \frac{m_1 U_1^2 R_2^2 / s}{V_1 |Z_{21}|^2} + \xi \frac{m_1 U_1^2 ((R_2^2 / s + R_1 / (2s - 1)))}{V_1 |Z_{22}|^2}, (6)$$

где  $|Z_{21}|^2 = (R_1 + R_2^2/s + \xi R_\mu)^2 + (X_1 + X_2^2 + \xi X_\mu)^2$  – квадрат модуля полного сопротивления рабочей ветви для симметричных токов прямой последовательности;  $|Z_{22}|^2 = (R_1 + R_2^2/s + R(2s-1))^2 + (X_1 + X_2^2)^2$  – квадрат модуля полного сопротивления рабочей ветви для симметричных токов обратной последователь-

ности; m<sub>1</sub> – число фаз обмотки статора. Первое слагаемое выражения (5) - это тяговая характеристика ЛАД для симметричной системы токов прямой последовательности, а второе - обратной. Из анализа тяговой характеристики ЛАД следует, что ей присущи "провалы" в области скольжения s = 0,5 (рис. 2), которые отрицательно сказываются на энергетических параметрах ЛАД, снижая соѕф и КПД.



Теоретические исследования были подтверждены экспериментально. Использовались два ЛАД со следующими энергетическими и конструктивными параметрами: номинальное напряжение  $U_1 = 380$  B; частота  $f_1 = 50$  Гц; номинальная мощность  $P_{\mu} = 3,1$  кВт;  $\cos \varphi =$ 0,6; КПД = 0,65; номинальное тяговое усилие  $F_{\rm H} = 1090$ Н; длина магнитопровода – 1.0 м; ширина магнитопровода – 0,12 м; полюсное деление – 0.045 м; обмотка трёхфазная однослойная; число пар полюсов – 10; число пазов в магнитопроводе - 60. Магнитопровод индуктора выполнен из листов электротехнической стали толщиной 0,5 мм, секции ВЭ длиной 0,2 м, шириной 0,04 м и высотой 0,12 м изготовлены из набранных в пакет листов электротехнической стали. На активной части секций ВЭ сделаны пазы, залитые алюминиевым сплавом. Полученная секция ВЭ представляет собой к. з. обмотку, имеющую 18 стержней накоротко замкнутых между собой. Немагнитный зазор между индуктором и ВЭ составляет 2 мм.

На рис. 2 представлено семейство тяговых характеристик ЛАД. F\*=F/Fн –тяговое усилие развиваемое ЛАД в относительных единицах. 1 – характеристика тягового усилия развиваемого ЛАД для симметричных токов прямой последовательности; 2 – для обратной последовательности; 3 – расчетная характеристика; 4 – экспериментальная тяговая характеристика ЛАД.

Теоретические и экспериментальные исследования данного ЛАД показали, что токи ВЭ являются явно несимметричными за счёт конструктивных особенностей двигателя; так несимметрия токов отрицательно действует на энергетические параметры: КПД составляет до 30%, коэффициент мощности - до 0,45, а линейная скорость ВЭ снижается до 50% синхронной скорости бегущего магнитного поля статора.

Следовательно, для улучшения энергетических параметров ЛАД целесообразно исключить разрывы как электрической, так и магнитной цепей ВЭ, а также увеличить число пар полюсов статора.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Насар С. А., Болдса И. Линейные тяговые электрические машины / Под ред. А. С. Курбасова. - М.: Транспорт, 1981. -176с.
- [2] Ямамура С. Теория линейных асинхронных двигателей / Пер. С англ. - Л.: Энергоатомиздат. Ленинград, отд ние, 1983. - 180с.
- [3] Голенков Г. М. Несиметрія режимів роботи лінійних асинхронних двигунів // Наука і техніка в міському господарстві. Вип. 24. - Київ: Будівельник, 1973. - С. 13-18.

Поступила 05.09.2003

## СИНТЕЗ ОБМОТОК С УМЕНЬШЕННЫМ СОДЕРЖАНИЕМ ПРЯМОВРАЩАЮЩИХСЯ ГАРМОНИК МДС

Дёгтев В. Г., д.т.н., Шульгин Д.Н.

Одесский национальный политехнический университет

Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины"

тел.(048-288681), E-mail: dankov@paco.net

Выполнен синтез структуры обмоток с возможностью регулирования гармонического состава МДС, исследованы их свойства и сформулированы рекомендации по выбору соотношения структурных составляющих. Спроектирована двухслойная двухполюсная обмотка в 48 пазах статора, использованная при изготовлении экспериментального образца короткозамкнутого асинхронного двигателя. Приведены данные сравнительного анализа техникоэкономических показателей экспериментального и серийного двигателей.

Виконано синтез структури обмоток з можливістю регулювання гармонійного складу МРС, досліджені їх властивості і сформульовані рекомендації з вибору співвідношення структурних складових. Спроектовано двошарова двополюсна обмотка в 48 пазах статора, яка використана при виготовленні експериментального зразка короткозамкненого асинхронного двигуна. Приведені дані порівняльного аналізу техніко-економічних показників експериментального і серійного двигунів.

В трехфазных электрических машинах общепромышленного назначения преимущественно применяются симметричные шестизонные обмотки с целыми числами пазов на полюс и фазу. Основное требование. предъявляемое к ним. заключается в достижении максимального потокосцепления по рабочей гармонике. порядок у которой равен числу пар полюсов р, и оценивается величиной обмоточного коэффициента  $k_{\rm W1}$ . Максимальные значения коэффициентов  $k_{\rm W1}$ , обеспечивают однослойные обмотки, но их применение ограничено электрическими машинами относительно небольшой мощности. В более крупных машинах используются двухслойные обмотки, шаг у по пазам в которых выбирается обычно в диапазоне (0,8÷0,857)т. где т - полюсное деление. Исключение составляют двухполюсные обмотки, у которых в целях сокращения длины лобовых частей и уменьшения расхода обмоточного провода у≤0.667т. При этом значение обмоточного коэффициента уменьшается, что отрицательно сказывается на энергетических показателях электрических машин с указанными обмотками.

В настоящей статье поставлена задача проектирования такой модификации двухполюсных трехфазных обмоток, применение которой в серийных асинхронных машинах обеспечит экономию обмоточных и изоляционных материалов.

Проектирование выполнено на базе обобщенного структурного представления многофазных обмоток в виде матричных моделей [1] и методов их структурного синтеза [2]. Матричная модель базируется на регламентированной организации пространства, в котором размещаются катушечные стороны обмотки. Любая трехфазная обмотка представляется в виде прямоугольной матрицы содержащей 6 столбцов и Q строк. Значение Q определяется числом пазов на фазную зону и рассчитывается по выражению: Q=Z/6, где Z число пазов электрической машины. Суть заключается в том, что модель любой реальной обмотки такого типа может быть представлена в виде композиции модулей (блоков), отображающих все разновидности

простейших обмоток, выполнимых в шести равномерно распределенных пазах. Все модули обладают способностью выполнять важнейшие функции обмотки: создавать круговые вращающиеся магнитные поля или индуктировать трехфазную систему ЭДС. Каждый из модулей представляет собой простейшую трехфазную обмотку, выполнимую в 6 пазах, и отображается в виде сочетания цифровых кодов, соответствие которых общепринятому буквенному обозначению фаз можно представить такой последовательностью:  $0 \leftrightarrow A$ ,  $1 \leftrightarrow z$ ,  $2 \leftrightarrow B$ ,  $3 \leftrightarrow x$ ,  $4 \leftrightarrow C$ ,  $5 \leftrightarrow y$ .

В качестве составляющих синтезируемой структуры двухполюсных трехфазных обмоток выберем активный модуль  $b_5$ =|012345|, обладающий максимальным потокосцеплением по нечетным гармоникам, и инвариантный пространственный блок  $b_0$ , отображающий 6 пассивных катушечных сторон.

Используя операцию сборки [2] выберем такой ее порядок, что из общего числа Q используемых модулей первые k являются инвариантными блоками  $b_0$ , а все последующие (Q-k) – модули  $b_5$ . Тогда обобщенная символическая модель  $M_{\rm QC}$  синтезируемой структуры представляется в виде

$$M_{\rm QC} = \bigcup_{j=1}^k b_0 \bigcup \bigcup_{j=k+1}^Q b_5$$

Базируясь на соответствии символической и матричной моделей [1], можно вывести аналитическое выражение расчета коэффициента распределения  $k_{WV}$  для гармоник МДС произвольных порядков v.

При произвольно выбранном общем числе модулей Q угловое смещение  $\alpha_v$  между соседними модулями в масштабе гармоники v-ro порядка определяется по выражению

$$\alpha_v = \pi v / (6Q).$$

В соответствии с традиционной методикой [3] абсолютная величина вектора МДС  $f_v$  фазы модуля  $b_5$ , на диаграмме в масштабе v-ой гармоники равна

$$f_v = 4R\sin(\alpha_v/2).$$

где *R* – радиус окружности.

Тогда абсолютное значение геометрической суммы МДС  $F_v$ , создаваемой (*Q*-*k*) активными модулями одной из фаз, можно определить по выражению

 $F_v = 4R \sin[\alpha_v (Q - k)/2] = 4R \sin[\pi v (Q - k)/(6Q)]$ 

Коэффициент распределения  $k_{\rm Rv}$  для гармоники порядка v по [2] определяется отношением абсолютной величины геометрической суммы  $F_v$  МДС к арифметической сумме составляющих  $(Q-k)f_v$ 

$$k_{\rm RH} = \frac{F_{\rm lv}}{(Q-k)f_{\rm v}} = \frac{\sin[\pi v(Q-k)/(6Q)]}{(Q-k)\sin[\pi v/(6Q)]}.$$
 (1)

Если ввести соотношение  $k^* = k/Q$ , то получим выражение, удобное для исследования свойств обмоток синтезированной структуры

$$k_{\rm RH} = \frac{\sin[\pi v (1 - k^*)/Q]}{(1 - k^*) \sin[\pi v/(6Q)]}.$$
 (2)

Выражение (2) позволяет определить соотношения  $k^* = k/Q$ , необходимые для подавления гармоник МДС заданных порядков. Для этого достаточно приравнять нулю числитель правой части формулы (2), чему соответствует равенство

$$\pi v(1-k) = 6\pi n$$

где *n*= 1, 2, 3,... Откуда получаем

$$k^* \mid_{k_{\mathrm{RH}}=0} = (\nu - 6n) / \nu$$
 (3)

Анализ выражения (3) показывает, что для обратно вращающихся гармоник с порядками v=6n-1 соотношение  $k^*=k/Q$  приобретает отрицательное значение, что лишено физического смысла. Поэтому полное подавление указанных гармоник невозможно.

Для нечетных гармоник с порядками v=6n+1, направление вращения которых совпадает с направлением вращения рабочей гармоники (v=p), в соответствие с (3) значения  $k^*$ , при которых выполняется их полное подавление, обратно пропорциональны их порядку и могут быть сведены в табл. 1.

				Гаолица
ν	7	13	19	25
$k^*$	0,143	0,077	0,053	0,04

Для короткозамкнутых асинхронных машин, работающих в режиме двигателя, увеличение содержания обратно вращающихся гармоник приводит к некоторому увеличению добавочных потерь и вызывает незначительное снижение энергетических показателей. Наибольшую опасность представляют прямо вращающиеся пространственные гармоники МДС, проявление которых может вызвать асинхронные провалы в кривой момента в процессе пуска.

На практике стремятся, чтобы относительная амплитуда МДС  $H_v$  [4] по указанным гармоникам не превышала значения 0,01. Величина  $H_v$  рассчитывается по выражению

$$H_{\rm H} = \frac{k_{\rm RH} \cdot p}{k_{\rm R, p} \cdot \nu} \,. \tag{4}$$

Особенно весомой является гармоника с порядком v=7. С использованием выражений (2) н (4) на рис.1 построен график зависимости  $H_7=f(k^*)$ , на основании которого предварительно определен диапазон (0,084÷0,194) изменения  $k^*$ . при котором значение  $H_7$  не превышает 0,01.



При решении конкретных задач при заданном числе Q следует знать абсолютное значение k, которое может быть только целым числом. Результаты расчетов предпочтительных значений k для наиболее вероятного диапазона применения обмоток синтезированной структуры приведены в табл.2. Там же приведены соответствующие значения относительных амплитуд по наиболее опасной 7-ой гармонике  $H_7$  и коэффициентов распределения предлагаемых  $k_{\rm RvH}$  и серийных  $k_{\rm RvC}$  обмоток по рабочей гармонике.

						Таблица 2
Q	$k_{\min}^*$	$k_{\max}^*$	Κ	$k_{ m RvH}$	$k_{\rm RvC}$	$H_7$
4	0,336	0,776	1	0,0235	0,977	0,958
5	0,420	0,970	1	0,0114	0,97p	0,957
6	0,504	1,164	1	0,0045	0,970	0,956
7	0,588	1,358	1	0,0000	0,960	0,956
8	0,672	1,552	1	0,0031	0,966	0,956
9	0,756	1,746	1	0,0054	0,965	0,956
10	0,840	1,940	1	0,0072	0,964	0,955
11	0,924	2,134	2	0,0071	0,970	0,955
12	1,008	2,328	2	0,0043	0,969	0,955

Проиллюстрируем возможность применения обмоток синтезированной структуры на примере замены двухполюсной двухслойной обмотки, уложенной в 48 пазах статора серийного двигателя 4AMУ250M2У2 с шагом y=14. Результаты детального гармонического анализа серийной обмотки представлены в табл.3.

				Таблица 1		
ν	$k_{ m Y u}$	$k_{\rm Rv}$	$k_{ m Wv}$	$H_{v}$		
1	0,793	0,956	0,758	1,000		
5	0,991	0,194	0,193	0,051		
7	0,130	0,141	0,018	0,004		
11	0,609	0,095	0,058	0,007		
13	0,609	0,083	0,051	0,005		
17	0,130	0,070	0,009	0,001		
19	0,991	0,066	0,065	0,004		
	$k_{\rm Wp} = 0.758; \tau_{\rm dy} = 0.00386$					

Соответствующее значение Q для обмотки синтезированной структуры равно 8, а k=1 (см. табл.2). Выберем шаг обмотки по пазам равный 16 и выполним гармонический анализ, результаты которого приведены в табл.4.

				Таблица 4			
ν	$k_{ m Yv}$	$k_{\rm Rv}$	$k_{ m W u}$	$H_{\nu}$			
1	0,866	0,966	0,837	1,000			
5	0,866	0,334	0,289	0,069			
7	0,866	0,021	0,018	0,003			
11	0,866	0,205	0,178	0,019			
13	0,866	0,061	0,053	0,005			
17	0,866	0,159	0,138	0,010			
19	0,866	0,100	0,086	0,005			
23	0,866	0,128	0,111	0,006			
	$k_{\rm Wp}$ =0,8367; $\tau_{\rm dv}$ =0,00677						

Сопоставление данных табл.3 и 4 показывает, что предложенная обмотка по сравнению с серийной имеет повышенное содержание высших обратно вращающихся гармоник. Это подтверждается величиной коэффициента дифференциального рассеяния  $\tau_{dv}$ (0,00677 вместо 0,00386). В то же время в отношении

прямо вращающихся гармоник обе обмотки практически равноценны, а обмоточный коэффициент  $k_{Wp}$  по рабочей гармонике предлагаемой обмотки более чем на 10% превосходит аналогичный показатель серийной обмотки (0,8367 против 0,758).

Результаты расчетов позволили изготовить экспериментальный образец с использованием спроектированной обмотки и геометрии серийного двигателя 4AMУ250M2У4. Образец был изготовлен в ООО «Контакт» (г. Одесса) и испытан в лаборатории Новокаховского Отделения украинского научноисследовательского института взрывозащищенного и рудничного электрооборудования (аттестат аккредитации №UA6.001.T.703 от 04.09.2001 г.).

Характер экспериментальной кривой момента двигателя с предложенной обмоткой, приведенной на рис. 2, свидетельствует об отсутствии асинхронных провалов, что подтверждает справедливость вышеизложенных теоретических обоснований.

Основные технико-экономические показатели серийного двигателя и данные испытаний экспериментального образца приведены в табл. 5.

Таблица 5

4AMY250M2	$P_{2H}$	$I_{1\phi}$	η	cosφ	$S_{\rm H}$	S <sub>кр</sub>	k <sub>m</sub>	$k_{\mathrm{I}}$	$k_{\pi}$	$G_{\mathrm{Cu}}$	$G_{\mu}$
	кВт	A	%	—	%	%	—	—	—	КГ	КГ
Справочные данные серийной машины [5]	90	95,35	92	0,9	1,4	10	2,5	7,5	1,2	35,1	0,665
Данные эксперимен- тального образца	90	96,1	91,5	0,9	1,42	9,6	3,3	7,45	1,4	32,1	0,582

Сравнительный анализ данных, приведенных в табл. 5, показывает, что в двигателе с предлагаемой обмоткой расход обмоточного провода  $G_{\rm Cu}$ , по сравнению с серийной машиной, уменьшился на 8,5%. Расход изоляционных материалов  $G_{\rm u}$  уменьшился на 12,5%. Снижение коэффициента полезного действия на полпроцента объясняется увеличением потерь в стали, причиной которого явилось температурное и механическое воздействие на сердечник экспериментального образца в процессе замены серийной обмотки на предложенную. (Потери в стали возросли с 864 *Bm* в серийной машине до 2140 *Bm* в образце при изменении индукции в рабочем воздушном зазоре с 0,75 *Tл* до 0,774 *Tл* соответственно).



Результаты проведенных исследований показывают, что разработанная обмоточная структура может быть эффективно использована как при промышленном производстве двухполюсных асинхронных двигателей с высотами осей вращения свыше 160 мм, так и при их ремонте.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Дегтев В.Г. Обобщенная структурная модель многофазных обмоток электрических машин// Электричество. — 1990.— №11.— С. 40-45.
- [2] Дегтев В.Г., Лаврук И.С., Смирнов С.Б. Структурный синтез обмоток//Вісник національного техничного університету ХПІ.— 2001.—№16.—С.65-68.
- [3] Вольдек А.И. Электрические машины.— Л.: Энергия, 1974.— 839 с.
- [4] Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. — М.: Энергия, 1981.— 352 с.
- [5] Кравчик А.Е., Шлаф М.И., Афонин .И., Соболенская Е.А.Асинхронные двигатели серии 4А://Справочник.– М.: Энергоиздат, 1982.– 504 с.

Поступила 12.09.2003

# ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННЫХ ГЕНЕРАТОРОВ ВЕТРОЭЛЕКТРОАГРЕГАТОВ ПРИ ПОДКЛЮЧЕНИИ ИХ К СЕТИ ЧЕРЕЗ ДЕМПФИРУЮЩЕЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ С ПОСЛЕДУЮЩИМ ЕГО ШУНТИРОВАНИЕМ

#### Дорохов А.В.

Харьковская государственная академия городского хозяйства Украина, 61002, Харьков, ул, Революции, 12, кафедра электротехники тел. (0572) 98-23-51, E-mail: final@kharkov.ukrpack.net

З використанням раніш розробленої методики розрахунку перехідних ударних струмів та моментів при підключенні асинхронних генераторів до мережі проведено чисельний експеримент та освітлена залежність характеру перехідних процесів та амплітудних величин струмів та моментів від величини, введенного в ланцюг статора, демпфіруючого активного опіру. Запропоновані рекомендації з формування оптимального алгоритму включення. Описані явища супроводжуючі перехідний процес.

С использованием ранее разработанной методики расчета переходных ударных токов и моментов при подключении асинхронных генераторов к сети проведен численный эксперимент и освещена зависимость характера переходных процессов и амплитудных величин токов и моментов от величины, введенного в цепь статора, демпфирующего активного сопротивления. Даны рекомендации по формированию оптимального алгоритма включения. Описаны явления сопутствующие переходному процессу.

Подключение асинхронного генератора ветроэлектроагрегата к сети осуществляется после того, как ветротурбина раскрутит его ротор до синхронной скорости. Возникающий переходной процесс с одной стороны обусловлен нарастанием тока в подключаемой к сети индуктивности, а с другой – вращением ротора как во врашающихся, так и в практически неподвижных апериодических полях. Вращающееся поле в статоре наводит ЭДС частоты сети. Составляющие поля ротора, обусловленные апериодическими токами, наводят в статоре затухающую ЭДС частоты сети, а в самом роторе - апериодические составляющие ЭДС. Аналогична ситуация и в отношении полей статора и вращающегося с синхронной скоростью ротора, обусловленных апериодическими составляющими токов статора. Взаимодействие этих составляющих полей приводит к появлению переходных ударных токов и знакопеременных моментов во много раз превосходящих номинальные.

На ветроэлектростании в Донузлаве на лицензионных ветроэлектроагрегатах USW56-100 американской фирмы U.S. WINDPOWER, в момент включения генератора, за счет ударных токов и моментов, имели место поломки лопастей ветротурбины и несанкционированные срабатывания защиты, исключающие возможность запуска ветроэлектроагрегата.

Для исключения подобных явлений используются различные технические решения.

Устройство мягкого пуска (soft start) [6], представляющее собой включенные последовательно с каждой фазой генератора встречно параллельно соединенные тиристоры. Устройство позволяет плавно увеличивать напряжение на зажимах генератора и соответственно плавно наращивать его ток и момент. Стоимость этих устройств достаточно велика и диапазон рабочих токов не охватывает токи мощных ветроэлектроагрегатов.

Устройство для неодновременного подключения фаз генератора к сети в моменты времени, ис-

ключающие возникновение апериодических составляющих тока в обмотке статора [5]. Теория и математические модели происходящих при этом процессов рассмотрены в работах [1, 2]. Такое решение следует из того, что, как известно из курса ТОЭ, при подключении индуктивности к сети в момент, когда переменное синусоилальное напряжение максимально имеет место сразу установившийся режим. При подключении же нелинейной индуктивности в момент времени, когда напряжение в сети равно нулю ток через пол периода после включения может в десятки и сотни раз превышать значение тока в установившемся режиме. Кроме того, данным устройством может быть обеспечено плавное наращивание напряжения на зажимах генератора. Стоимость такого устройства несколько меньше стоимости устройства мягкого пуска, а диапазон рабочих токов также ограничен.

Включение генератора через последовательно включенные с обмотками статора индуктивности [4] обеспечивает любое требуемое снижение тока и момента, но сама катушка индуктивности чрезмерно материалоемка и дорогостояща.

Включение генератора через последовательно включенные с обмотками статора активные сопротивления (рис. 1) [1] также обеспечивает любое требуемое снижение тока и момента, при этом стоимость резистора значительно меньше, чем стоимость катушки индуктивности.

Именно резистор применен на осваиваемом в Украине и установленном на Тарханкуте лицензионном ветроэлектроагрегате T600-48, мощностью 600 кВт бельгийской фирмы Turbowind. Резистор включен в цепь статора когда разомкнуты контакты К и исключен из цепи, когда они замкнуты. В зависимости от величины сопротивления R и времени его пребывания во включенном состоянии, после замыкания контактов К возникают всплески тока и момента генератора.



Рис.1. Включение генератора через последовательно включенные с обмотками статора резисторы

Методика расчета токов и моментов в переходном режиме при трехфазном подключении асинхронного генератора к сети с нулевыми начальными условиями изложена в [3]. Она пригодна без изменений для расчета токов и моментов при подключении асинхронного генератора к сети с последовательно включенным в цепь статора резистором. При этом значение активного сопротивления статора должно быть увеличено на величину добавочного сопротивления. Для расчета переходного процесса после шунтирования добавочного резистора необходимо в качестве начальных условий принять значения потокосцеплений статора и ротора в момент шунтирования, а значение активного сопротивления равным активному сопротивлению обмотки статора. Это все учтено в программе, составленной на MathCAD PLUS 7.0 PRO, приведенной в приложении, и с ее использованием проведен численный эксперимент.

Кратности максимальных в переходном режиме токов при различных величинах сопротивлений резисторов, соединенных последовательно с обмоткой статора, представлены на рис. 2. При шунтировании добавочного резистора после первого периода кратность тока с увеличением сопротивления резко снижается, а затем увеличивается, доходя практически до значения, которое наблюдается при отсутствии добавочного резистора. Это обусловлено тем, что за время, равное одному периоду, апериодические составляющие токов не успевают затухать, а при шунтировании резистора возникают новые апериодические токи, которые суммируясь с предыдущими приводят к увеличению полного тока (штриховая линия на рис. 2). На начальном участке, где кратность добавочного сопротивления меньше или равна пяти, снижение апериодических составляющих тока с ростом добавочного сопротивления на первом этапе включения больше увеличения апериодических составляющих после шунтирования.

В связи с этим на начальном участке, при шунтировании добавочного резистора после первого периода, наблюдается снижение кратности максимального в переходном режиме тока. При шунтировании добавочного резистора после того как исчезли апериодические составляющие тока на первом этапе включения, с ростом добавочного сопротивления монотонно снижается кратность максимального в переходном режиме тока. Кратность добавочного сопротивления где  $R_{\partial o \delta}$  - добавочное сопротивление;  $R_S$  - активное сопротивление фазы обмотки статора.



Рис.2. Зависимость максимальной кратности тока в переходном режиме от кратности добавочного сопротивления в цепи статора при отключении после 37 периода (сплошная линия) и после 1 периода (штриховая линия)



Рис.3. Зависимости максимальной в переходном режиме кратности момента от кратности добавочного сопротивления в цепи статора при отключении после 37 периода (сплошная линия) и после 1 периода (штриховая линия)

Аналогичная ситуация имеет место по изменению кратности максимального в переходном процессе момента (рис. 3). Весьма малые осцилляции момента обусловлены непропорциональным изменением векторов тока и магнитного потока и разности их фаз при шунтировании добавочного сопротивления после затухания апериодических составляющих на первом этапе включения.

Следует также заметить, что, как показывают расчеты, максимальная в переходном режиме кратность момента не зависит от начальной фазы напряжения в момент включения.

Сам характер изменений во времени тока и момента в значительной степени зависит от величины добавочного сопротивления в статорной цепи. На рис. 4 представлена кривая изменения во времени модуля комплекса тока без добавочного сопротивления. Эта величина осциллирующая. Аналогичная зависимость имеет место при пятикратном демпфирующем сопротивлении (рис. 5) без осцилляций до отключения добавочного сопротивления (t  $\leq 0.1$ сек) и с осцилляциями после его отключения (t > 0.1сек).

Такая же ситуация наблюдается в кривых изменения во времени момента генератора без демпфирующего сопротивления (рис. 6) и с демпфирующим сопротивлением (рис. 7).

$$k_{S} = R_{\partial o \delta} / R_{S}$$



Рис.4. Изменение во времени модуля комплекса тока статора во вращающейся с синхронной скоростью комплексной системе координат при отсутствии добавочного сопротивления в статорной цепи



Рис.5. Изменение во времени модуля комплекса тока статора во вращающейся с синхронной скоростью комплексной системе координат при пятикратном добавочном сопротивлении в статорной цепи



Рис.6. Изменение момента генератора в переходном режиме при отсутствии добавочного сопротивления в статорной цепи



Рис.7. Изменение момента генератора в переходном режиме при пятикоатном добавочном сопротивлении в статорной цепи

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Шунтирование демпфирующего сопротивления необходимо производить только после затухания апериодических составляющих токов, что исключает всплески токов и моментов, превышающие их максимальные значения при включенном демпфирующем сопротивлении. Время затухания апериодических составляющих тока для различных асинхронных генераторов колеблется в пределах от 0,2 до 1,5 сек.

Максимальная в переходном режиме кратность момента не зависит от начальной фазы напряжения в сети при подключении асинхронного генератора.

С ростом величины демпфирующего сопротивления снижаются осцилляции модуля вращающегося комплекса тока и момента, а начиная с определенного значения дополнительного сопротивления, включенного последовательно с обмоткой статора, полностью исчезают. Это обстоятельство имеет большое значение так как знакопеременные моменты особо опасны для механической части ветроэлектроагрегатов.

Соответствующим выбором величины демпфирующего сопротивления можно обеспечить любые заданные величины максимальных в переходном режиме кратностей тока и момента.

Расчет величины демпфирующего сопротивления при заданных максимальных в переходном режиме кратностях тока и момента может быть произведен с помощью прилагаемых методики и программы.

#### ПРИЛОЖЕНИЕ

Программа, методика и пример расчета переходных токов и моментов при подключении трех фаз асинхронного генератора к сети через демпфирующий резистор с последующим его шунтированием Исходные данные

Р2 := 11( - номинальная мощность генератора, кВт;

 $U := 220\sqrt{2}$  -максимальное значение фазного напряжения, B;

I<sub>н</sub> := 21( - номинальный ток генератора, А;

f := 50 - частота сети, Гц;

р := 2 - число пар полюсов генератора;

X<sub>µ</sub> := 4.066 - индуктивное сопротивление намагничивающей ветви, Ом;

R<sub>S</sub> := 0.015 - активное сопротивление обмотки статора, Ом;

 $R_r = 0.014$  - активное сопротивление обмотки ротора, Ом;

 $X_{S\sigma} := 0.092 \cdot 0.7$  - индуктивное сопротивление обмотки статора, Ом;

 $X_{r\sigma} := 0.098 \cdot 0.9$  - индуктивное сопротивление обмотки ротора, Ом;

 $\omega_c := 2 \cdot \pi \cdot f$ -синхронная скорость, в электрических радианах;

 $\omega_k := \omega_c$ - скорость вращения системы координат, в электрических радианах;

 $\omega := \omega_{c}$  - скорость вращения ротора, в электрических радианах;

$$\begin{aligned} \mathbf{j} &:= \sqrt{-1} \\ \mathbf{a} &:= \exp\left(\mathbf{j} \cdot 2 \cdot \frac{\pi}{3}\right) \text{- оператор поворота;} \\ \mathbf{I}_0 &:= 70 \\ \mathbf{-} \text{ ток холостого хода }; \end{aligned}$$

 m := 37- число периодов до момента шунтирования демпфирующего резистора;

 $v := 0.02 \cdot \frac{0}{360}$  - часть периода, соответствующая моменту

шунтирования демпфирующего сопротивления, с;

 $\psi_a \equiv \frac{\pi \cdot 100}{180}$ -начальная фаза напряжения;

k<sub>ss</sub> := 50 - кратность демпфирующего сопротивления (при расчете до шунтирования):

T=0.02 -период колебаний напряжения в сети, с;

N := 90 - число разбиений периода;

N i := 40 - число периодов на интервале интегрирования;

$$L_{r\sigma} := \frac{X_{r\sigma}}{\omega_c} \qquad L_{r\sigma} = 2.807 \times 10^{-4}$$

2. Индуктивность рассеяния статора, Гн;

$$L_{s\sigma} := \frac{X_{s\sigma}}{\omega_{s}} \qquad L_{s\sigma} = 2.05 \times 10^{-4}$$

3. Индуктивность намагничивающей ветви, Гн;

$$L_{\mu} := \frac{X_{\mu}}{\omega_{c}} \qquad \qquad L_{\mu} = 0.013$$

\* \*

4. Полная индуктивность статора, Гн;  $L_s := L_{s\sigma} + L_{\mu}$  $L_{s} = 0.013$ 5. Полная индуктивность ротора, Гн;  $L_r := L_{r\sigma} + L_{\mu}$  $L_r = 0.013$ 

6. Переходная индуктивность статора, Гн;

$$L_{sh} := L_{s\sigma} + L_{\mu} \cdot \frac{L_{r\sigma}}{L_r} \qquad L_r = 0.013$$

7. Переходная индуктивность ротора, Гн;

$$L_{rh} := L_{r\sigma} + L_{\mu} \cdot \frac{L_{s\sigma}}{L_s}$$
  $L_{rh} = 4.825 \times 10^{-4}$ 

8. Коэффициент связи статора;

$$k_{\rm s} := \frac{L_{\mu}}{L_{\rm s}} \qquad k_{\rm s} = 0.984$$

9. Коэффициент связи ротора;

$$k_r := \frac{L_{\mu}}{L_r} \qquad \qquad k_r = 0.979$$

10. Номинальный момент генератора, Нм;

$$M_{\rm H} := \frac{P_2 \cdot p \cdot 10^3}{\omega_2}$$
  $M_{\rm H} = 700.282$ 

11.Сопротивление статорной цепи с демпфирующим резистором, Ом;

 $\mathbf{R}_{\mathbf{s}} := \mathbf{R}_{\mathbf{s}} \cdot \left( \mathbf{k}_{\mathbf{s}\mathbf{s}} + 1 \right)$ 

12. Комплексные коэффициенты системы дифференциальных уравнений до шунтирования демпфирующего сопротивления:

$$\begin{aligned} a_{11} &\coloneqq \left(\frac{-R_s}{L_{sh}}\right) - j \cdot \omega_k \quad a_{11} = -1.594 \times 10^3 - 314.159i \\ a_{12} &\coloneqq k_r \cdot \frac{R_s}{L_{sh}} \qquad a_{12} = 1.561 \times 10^3 \\ a_{21} &\coloneqq k_s \cdot \frac{R_r}{L_{rh}} \qquad a_{21} = 28.56 \\ a_{22} &\coloneqq -\left[j \cdot (\omega_k - \omega) + \frac{R_r}{L_{rh}}\right] \qquad a_{22} = -29.013 \end{aligned}$$

13. Половинный коэффициент при неизвестном в первой степени характеристического уравнения до шунтирования демпфирующего сопротивления

$$\mathbf{b} := \frac{\mathbf{a}_{11} + \mathbf{a}_{22}}{2} \quad \mathbf{b} = -811.747 - 157.08\mathbf{i}$$

14. Свободный член характеристического уравнения до шунтирования демпфирующего сопротивления;  $a_{-} := -(a_{21}, a_{1})$ 

2

$$a_c := -(a_{21} \cdot a_{12} - a_{11} \cdot a_{22})$$

$$a_c = 1.688 \times 10^5 + 9.115i \times 10^5$$

15.Комплексные корни характеристического уравнения до шунтирования демпфирующего сопротивления:

$$\alpha_1 := b + \sqrt{b^2 - a_c}$$
  $\alpha_1 = -2.038 - 5.233i$   
 $\alpha_2 := b - \sqrt{b^2 - a_c}$   $\alpha_2 = -1.621 \times 10^3 - 308.926i$ 

16. Угол сдвига по фазе между током и напряжением на холостом ходу до шунтирования демпфирующего резистора, рад;

$$\phi_0 := \operatorname{atan}\left(\frac{X_{\mu} + X_{S\sigma}}{R_S}\right) \qquad \phi_0 = 1.388$$

17. Комплекс установившегося значения потокосцепления статора до шунтирования демпфирующего сопротивления, Вб;

$$\Psi_{su} := \frac{\sqrt{U^2 - (I_0 \cdot R_s)^2}}{\omega_k} \cdot \exp[j \cdot (\psi_a - \phi_0)]$$

 $\Psi_{su} = 0.914 + 0.342i$ 

18. Комплекс установившегося значения потокосцепления ротора, Вб;

$$\Psi_{\rm ru} := \Psi_{\rm su} \cdot k_{\rm s} \qquad \qquad \Psi_{\rm ru} = 0.9 + 0.336i$$

19. Комплекс остаточного магнитного потока статора до шунтирования демпфирующего сопротивления, Вб; 0

$$\psi_{so} :=$$

20. Комплекс остаточного магнитного потока ротора до шунтирования демпфирующего сопротивления, Вб;

$$\Psi_{ro} := 0$$

21.Комплексные коэффициенты аналитической зависимости апериодической составляющей потокосцепления статора от времени до шунтирования демпфирующего сопротивления;

$$\lambda_{1} := \frac{-a_{12}}{a_{11} - \alpha_{1}} \qquad \lambda_{1} = 0.944 - 0.183i$$
$$\lambda_{2} := \frac{-a_{12}}{a_{11} - \alpha_{2}} \qquad \lambda_{2} = -55.757 - 10.817i$$

22. Комплексные константы апериодических зависимостей потокосцеплений статора и ротора, определяемые из начальных условий до шунтирования демпфирующего сопротивления;

$$C_{1} := \frac{(\psi_{ro} - \Psi_{ru}) \cdot \lambda_{2} - (\psi_{so} - \Psi_{su})}{\lambda_{2} - \lambda_{1}}$$

$$C_{1} = -0.9 - 0.339i$$

$$C_{2} := \frac{-(\psi_{ro} - \Psi_{ru}) \cdot \lambda_{1} + (\psi_{so} - \Psi_{su})}{\lambda_{2} - \lambda_{1}}$$

$$C_{2} = 6.475 \times 10^{-4} + 3.209i \times 10^{-3}$$

23. Шаг по аргументу (времени), сек;

$$\beta := \frac{T}{N} \qquad \beta = 2.222 \times 10^{-4}$$

24. Диапазон изменения номеров расчетных циклов;  $n := 0.. N \cdot N_i$ 

25 Текушее значение времени на п-ом шикле:

$$t_n := \beta \cdot n$$

#### Текущие комплексные векторы потокосцеплений и токов во вращающейся с синхронной скоростью комплексной системе координат

26. Апериодическая составляющая комплекса потокосцепления статора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$\Psi_{ac_n} := C_1 \cdot \lambda_1 \cdot \exp(\alpha_1 \cdot t_n) + C_2 \cdot \lambda_2 \cdot \exp(\alpha_2 \cdot t_n)$$

27. Комплекс полного потокосцепления статора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$\Psi_{c_n} := \Psi_{su} + \Psi_{ac_n}$$

28. Апериодическая составляющая комплекса потокосцепления ротора до шунтирования демпфирующего резистора;  $\Psi_{ar_n} := C_1 \cdot \exp(\alpha_1 \cdot t_n) + C_2 \cdot \exp(\alpha_2 \cdot t_n)$ 

29. Комплекс полного потокосцепления ротора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$\Psi_{r_n} \coloneqq \Psi_{ru} + \Psi_{ar_n}$$

30. Установившаяся составляющая комплекса тока статора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$i_{yc} := \frac{\Psi_{su} - k_r \cdot \Psi_{ru}}{L_{sh}}$$

31. Апериодическая составляющая комплекса тока статора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$i_{ca_n} := \frac{\Psi_{ac_n} - k_r \cdot \Psi_{ar_n}}{L_{sh}}$$

32. Комплекс полного тока статора до шунтирования демпфирующего резистора;

 $i_{c_n} := i_{yc} + i_{ca_n}$ 

 Апериодическая составляющая комплекса тока ротора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$i_{r_n} := \frac{-\Psi_{c_n} \cdot k_s + \Psi_{r_n}}{L_{rh}}$$

34. Модуль комплекса тока статора до шунтирования демпфирующего резистора;

 $i_{cm_n} := |i_{c_n}|$ 

35. Модуль комплекса тока ротора до шунтирования демпфирующего резистора;

 $i_{rm_n} := i_{r_n}$ 

36. Модуль комплекса потокосцепления статора до шунтирования демпфирующего резистора;

 $\Psi_{\rm cm_n} := \left| \Psi_{\rm c_n} \right|$ 

37. Модуль комплекса потокосцепления ротора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$\Psi_{\mathrm{rm}_{n}} \coloneqq |\Psi_{\mathrm{r}_{n}}|$$

38. Момент генератора до шунтирования демпфирующего резистора;

$$M_{n} := 1.5 \cdot p \cdot \frac{Im\left(\overline{\Psi_{c_{n}}} \cdot i_{c_{n}}\right)}{M_{H}}$$

39. Комплексы фазных токов статора в неподвижной комплексной системе координат до шунтирования демпфирующего резистора;

$$\begin{split} & \mathbf{i}_{a_{n}} \coloneqq \operatorname{Re} \Big( \mathbf{i}_{c_{n}} \cdot \exp \big( \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \mathbf{t}_{n} \big) \Big) \\ & \mathbf{i}_{b_{n}} \coloneqq \operatorname{Re} \Big( \mathbf{a}^{2} \cdot \mathbf{i}_{c_{n}} \cdot \exp \big( \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \mathbf{t}_{n} \big) \Big) \\ & \mathbf{i}_{c_{n}} \coloneqq \operatorname{Re} \Big( \mathbf{a} \cdot \mathbf{i}_{c_{n}} \cdot \exp \big( \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \mathbf{t}_{n} \big) \Big) \end{split}$$

40. Активное сопротивление статорной цепи после шунтирования демпфирующего резистора

$$R_s := \frac{R_s}{k_{ss} + 1} \qquad R_s = 0.015$$

41. Комплексные коэффициенты системы дифференциальных уравнений после шунтирования демпфирующего резистора

$$a_{11} := \left(\frac{-R_s}{L_{sh}}\right) - j \cdot \omega_k \qquad a_{11} = -31.264 - 314.159i$$

$$a_{12} := k_r \cdot \frac{R_s}{L_{sh}} \qquad a_{12} = 30.601$$

$$a_{21} := k_s \cdot \frac{R_r}{L_{rh}} \qquad a_{21} = 28.56$$

$$a_{22} := -\left[j \cdot (\omega_k - \omega) + \frac{R_r}{L_{rh}}\right] \qquad a_{22} = -29.013$$

 Половинный коэффициент при неизвестном в первой степени характеристического уравнения после шунтирования демпфирующего резистора;

$$b := \frac{a_{11} + a_{22}}{2} \qquad b = -30.139 - 157.08i$$

43.Свободный член характеристического уравнения после шунтирования демпфирующего резистора;

$$a_c := -(a_{21} \cdot a_{12} - a_{11} \cdot a_{22})$$
  $a_c = 33.101 + 9.115 i \times 10^3$   
44.Комплексные корни характеристического уравнения

после шунтирования демпфирующего резистора;

$$\alpha_1 := b + \sqrt{b^2 - a_c} \qquad \alpha_1 = -28.992 - 2.807i$$
  

$$\alpha_2 := b - \sqrt{b^2 - a_c} \qquad \alpha_2 = -31.285 - 311.352i$$

45. Угол сдвига по фазе между током и напряжением на холостом ходу после шунтирования демпфирующего резистора, рад;

$$\phi_0 := atan\left(\frac{X_{\mu} + X_{s\sigma}}{R_s}\right) \qquad \qquad \phi_0 = 1.567$$

46. Комплекс установившегося значения потокосцепления статора после шунтирования демпфирующего резистора, Вб;

$$\Psi_{su} := \frac{\sqrt{U^2 - (I_0 \cdot R_s)^2}}{\omega_k} \cdot \exp[j \cdot (\psi_a - \phi_0)]$$

 $\Psi_{su} = 0.975 + 0.176i$ 

47. Комплекс установившегося значения потокосцепления ротора после шунтирования демпфирующего резистора, Вб;

$$\Psi_{\mathrm{ru}} \coloneqq \Psi_{\mathrm{su}} \cdot \mathbf{k}_{\mathrm{s}} \qquad \qquad \Psi_{\mathrm{ru}} = 0.959 + 0.173i$$

48. Комплекс остаточного магнитного потока статора после шунтирования демпфирующего резистора, Вб;

$$n_{1} := \operatorname{floor}\left(\frac{\mathbf{m} \cdot \mathbf{T} + \mathbf{v}}{\beta}\right)$$
  
$$\psi_{so} := \Psi_{c_{n1}} \qquad \psi_{so} = 1.087 + 0.232i$$

49. Комплекс остаточного магнитного потока ротора после шунтирования демпфирующего резистора, Вб;

$$\psi_{ro} := \Psi_{r_{n_1}} \qquad \psi_{ro} = 1.098 + 0.259i$$

 Комплексные коэффициенты аналитической зависимости апериодической составляющей потокосцепления статорав от времени после шунтирования демпфирующего резистора;

$$\lambda_1 := \frac{-a_{12}}{a_{11} - \alpha_1} \qquad \lambda_1 = 7.171 \times 10^{-4} - 0.098i$$
$$\lambda_2 := \frac{-a_{12}}{a_{11} - \alpha_2} \qquad \lambda_2 = -0.08 - 10.902i$$

51. Комплексные константы апериодических зависимостей потокосцеплений статора и ротора, определяемые из начальных условий:

$$C_{1} := \frac{(\psi_{ro} - \Psi_{ru}) \cdot \lambda_{2} - (\psi_{so} - \Psi_{su})}{\lambda_{2} - \lambda_{1}}$$

$$C_{1} = 0.145 + 0.077i$$

$$C_{2} := \frac{-(\psi_{ro} - \Psi_{ru}) \cdot \lambda_{1} + (\psi_{so} - \Psi_{su})}{\lambda_{2} - \lambda_{1}}$$

$$C_{2} = -6.593 \times 10^{-3} + 9.571i \times 10^{-3}$$

52. Апериодическая составляющая комплекса потокосцепления статора после шунтирования демпфирующего резистора:

$$\Psi_{acl_n} := C_1 \cdot \lambda_1 \cdot \exp\left[\alpha_1 \cdot \left(t_n - n_1 \cdot \beta\right) + C_2 \cdot \lambda_2 \cdot \exp\left[\alpha_2 \cdot \left(t_n - n_1 \cdot \beta\right)\right]\right)$$
  
53. Комплекс полного потокосцепления статора после шун-

тирования демпфирующего сопротивления;

$$\Psi_{c1_n} \coloneqq \Psi_{su} + \Psi_{ac1_n}$$

54. Апериодическая составляющая комплекса потокосцепления ротора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\Psi_{ar1_n} := C_1 \cdot \exp\left[\alpha_1 \cdot \left(t_n - n_1 \cdot \beta\right)\right] + C_2 \cdot \exp\left[\alpha_2 \cdot \left(t_n - n_1 \cdot \beta\right)\right]$$

55. Комплекс полного потокосцепления ротора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\Psi_{r1}_{n} \coloneqq \Psi_{ru} + \Psi_{ar1}_{n}$$

56. Установившаяся составляющая комплекса тока статора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$i_{yc1} := \frac{\Psi_{su} - k_r \cdot \Psi_{ru}}{L_{sh}}$$

57. Апериодическая составляющая комплекса тока статора после шунтирования демпфирующего сопротивления;

$$\mathbf{i_{ca1}}_{n} := \frac{\Psi_{ac1_{n}} - \mathbf{k_{r}} \cdot \Psi_{ar1_{n}}}{L_{sh}}$$

58. Комплекс полного тока статора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\mathbf{i_{c1}}_{n} := \mathbf{i_{yc1}} + \mathbf{i_{ca1}}_{n}$$

59. Апериодическая составляющая комплекса тока ротора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$i_{r1_n} := \frac{-\Psi_{c1_n} \cdot k_s + \Psi_{r1_n}}{L_{rh}}$$

60. Модуль комплекса тока статора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\mathbf{i_{cm1}}_n \coloneqq \left| \mathbf{i_{c1}}_n \right|$$

61. Модуль комплекса тока ротора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$i_{rm1} := |i_{r1}|$$

62. Модуль комплекса потокосцепления статора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\Psi_{\mathrm{cm1}_{n}} \coloneqq \left| \Psi_{\mathrm{c1}_{n}} \right|^{T}$$

63. Модуль комплекса потокосцепления ротора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\Psi_{\mathrm{rm1}_{n}} \coloneqq |\Psi_{\mathrm{r1}_{n}}|$$

Ν

64. Момент генератора после шунтирования демпфирующего сопротивления ;

$$\mathbb{1}_{1_n} \coloneqq 1.5 \cdot p \cdot \frac{\mathrm{Im}\left(\Psi_{c1_n} \cdot i_{c1_n}\right)}{M_{\mathrm{H}}}$$

65. Комплексы фазных токов статора в неподвижной комплексной системе координат;

$$\begin{split} \mathbf{i}_{a1_{n}} &\coloneqq \operatorname{Re}\left[ \mathbf{i}_{c1_{n}} \cdot \exp\left[ \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \left( \mathbf{t}_{n} - \mathbf{n}_{1} \cdot \boldsymbol{\beta} \right) \right] \right] \\ \mathbf{i}_{b1_{n}} &\coloneqq \operatorname{Re}\left[ \mathbf{a}^{2} \cdot \mathbf{i}_{c1_{n}} \cdot \exp\left[ \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \left( \mathbf{t}_{n} - \mathbf{n}_{1} \cdot \boldsymbol{\beta} \right) \right] \right] \\ \mathbf{i}_{c1_{n}} &\coloneqq \operatorname{Re}\left[ \mathbf{a} \cdot \mathbf{i}_{c1_{n}} \cdot \exp\left[ \mathbf{j} \cdot \boldsymbol{\omega}_{k} \cdot \left( \mathbf{t}_{n} - \mathbf{n}_{1} \cdot \boldsymbol{\beta} \right) \right] \right] \end{split}$$

66. Приведение обозначений величин потокосцеплений, токов и моментов после шунтирования демпфирующего сопротивления к обозначениям до шунтирования демпфирующего сопротивления

$$\begin{split} \Psi_{cm_{n}} &:= if(n > n_{1}, \Psi_{cm1_{n}}, \Psi_{cm_{n}}) \\ \Psi_{rm_{n}} &:= if(n > n_{1}, \Psi_{rm1_{n}}, \Psi_{rm_{n}}) \\ i_{cm_{n}} &:= if(n > n_{1}, i_{cm1_{n}}, i_{cm_{n}}) \\ i_{rm_{n}} &:= if(n > n_{1}, i_{rm1_{n}}, i_{rm_{n}}) \\ M_{n} &:= if(n > n_{1}, M_{1_{n}}, M_{n}) \\ i_{a_{n}} &:= if(n > n_{1}, i_{a1_{n}}, i_{a_{n}}) \\ i_{b_{n}} &:= if(n > n_{1}, i_{b1_{n}}, i_{b_{n}}) \\ i_{c_{n}} &:= if(n > n_{1}, i_{c_{1}}, i_{c_{n}}) \end{split}$$

Расчетные кривые токов и моментов приведены в тексте.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Дорохов А.В., Финкельштейн В.Б., Демпфирование ударных токов и моментов при подключении к сети асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов //Електротехніка і Електромеханіка. – 2002. - №2. – С. 39-42.
- [2] Дорохов А.В., Финкельштейн В.Б., Смягчение электродинамических перегрузок при подключении к сети асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов //Електротехніка і Електромеханіка. – 2003. - №2. – С. 24-27.
- [3] Дорохов А.В., Финкельштейн В.Б. Токи и моменты асинхронных генераторов ветроэлектроагрегатов в переходном режиме при подключении их к сети //Техн. електродинамiка. – 2003. - №2. - С. 52-54.
- [4] Копчак Б.Л., Шуфлат А.Р. Дослідження і вибір раціонального режиму підмикання асинхронного генератора вітроенергетичної установки до мережі // Вісник Національного університету "Львівська політехніка". – Львів: -2000. №400. – С. 66 -70.
- [5] Устройство для ограничения ударных моментов при пуске двигателей переменного тока. А. с. 221117 СССР / В.А. Ладензон, М.П. Обуховский, Л.П. Петров (СССР). -Бюл. №21, 1968.
- [6] GE Power Control / Control and Automation Products. General Catalogue. 1999. – Серия ASTAT Softstarter.

Поступила 27.08.2003

# ФОРМИРОВАНИЕ ВЫХОДНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК МНОГОМОДУЛЬНОЙ ЭЛЕКТРОТЕПЛОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Заблодский Н.Н., к.т.н., доц.

Донбасский горно-металлургический институт

Украина, 94204, Луганской обл., Алчевск, пр. Ленина, 16, ДГМИ, каф. "Электрические машины и аппараты" тел. (06442) 2-05-64, факс (06442) 2-05-64, E-mail: info@dgmi.edu.ua, rector@dgmi.edu.ua.

Запропонована методологія формування вихідних механічних та теплових характеристик багатомодульної електротепломеханічної системи, яка ґрунтується на уявленні про багато масовість кінематичної підсистеми і використанні пінч-аналіза теплообмінної підсистеми.

Предложена методология формирования выходных механических и тепловых характеристик многомодульной электротепломеханической системы, основанная на представлении о многомассовости кинематической подсистемы и использовании пинч-анализа для теплообменной подсистемы.

#### ВВЕДЕНИЕ

Разработка многофункциональных устройств, предполагающих не только функциональное совмещение, но и интеграцию электрических и тепловых процессов - одно из основных направлений по созданию энергосберегающих технологий. Известны методы формирования механических характеристик электромашинных агрегатов с жестокой механической связью между валами, электрических валов, т.е. взаимосвязанного электропривода [1]. Однако известные методы не охватывают класс электротепломеханических систем (ЭТМС), имеющих многомодульную стркутуру, объединенную одним внешним массивным ротором, выполняющим функции механического и электрического валов [2, 3, 4]. ЭТМС наделены технологическими функциями (транспортировка, сушка, нагрев, перемешивание), причем перерабатываемый материал является одновременно рабочим телом и охлаждающей средой для ЭТМС.

Целью статьи является изложение методологии формирования выходных механических и тепловых характеристик ЭТМС.

#### МЕХАНИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭТМС

Наибольший интерес представляет шнековая ЭТМС для транспортировки, нагрева (сушки) и перемешивания сыпучих веществ (рис. 1). В этих устройствах использован режим торможения противовключением отдельных модулей (статоров) с целью получения пониженной частоты вращения шнека (60 – 80 об/мин) без применения механического редуктора. Тепловая энергия от потерь в роторе полностью используется для нагрева перерабатываемых сыпучих ингредиентов.

Уравнение движения для ЭТМС имеет следующий вид:

$$\sum_{i=1}^{n} M_{i} - \sum_{i=1}^{n} M_{ci} = J_{p} \frac{d\omega_{p}}{dt} + \sum_{i=1}^{n} J_{i} \frac{d\omega_{i}}{dt}, \quad (1)$$

где  $M_i$ ,  $M_{ci}$ ,  $J_i$ ,  $\omega_i$  - соответственно момент электромагнитный, момент нагрузки, момент инерции массы и угловая скорость абсолютного вращательного движения транспортируемого материала на i-м участке шнека;  $J_p, \omega_p$  — момент инерции и угловая скорость массивного ротора.

Таким образом, ЭТМС представляет собой многополюсную систему, причем при строгом рассмотрении моменты инерции J<sub>i</sub> масс материала и жесткость кинематических звеньев на i-х участках являются переменными величинами. Количество выгрузочных патрубков шнека для реальных установок может достичь шести, т.е. необходимо вести оценку механических параметров на шести участках шнека. Поскольку наполняемость желоба шнека по мере удаления от выгрузочного патрубка убывает, то угловые скорости абсолютного вращательного движения материала будут различны:

$$\omega_{i} = \frac{v_{2i}}{r}, \qquad (2)$$

где r — наружный радиус винта шнека;  $v_{2i}$  — касательная составляющая скорости, характеризующая окружную скорость точки в абсолютном вращательном движении.

Далее для каждого из участков ведется оценка суммарной удельной механической мощности:

$$N_{yg,i} = N_{1yg,i} + N_{2yg,i} + N_{3yg,i} + N_{4yg,i} + N_{\kappa,3,yg,i}, \quad (3)$$

где  $N_{1yд,i}$ , ...,  $N_{4yd,i}$  – соответственно удельные мощности, затрачиваемые на подъем материала, преодоление трения материала о лопасть, преодоление сопротивления трения материала о желоб, перемешивания и перемалывания материала;  $N_{\kappa,3,yd,i}$  – удельная мощность, затрачиваемая на сообщение материалу кинетической энергии.

При известной угловой скорости шнековой ЭТМС определяются соответствующие моменты на-грузки M<sub>ci</sub> на отдельных участках.

Решая известными аналитическими методами [5] в декартовой системе координат краевую задачу при постоянной величине магнитной проницаемости ферромагнитного сплошного ротора, получим выражение для электромагнитного момента M<sub>i</sub>, приложенного к соответствующим участкам ротора ЭТМС.

Установившейся режим ЭТМС наступает при

$$\sum_{i=1}^{n} M_{i} - \sum_{i=1}^{n} M_{ci} = 0 .$$



1 – статоры; 2 – массивный ротор шнека; 3 – воздушный зазор; 4 – днище шнека; 5 – индукторы для дополнительного подогрева днища

На рис. 2 представлена механическая характеристика для одной пары модулей ЭТМС, расположенных на одном из участков шнека.



Рис. 2. Механические характеристики противодействующих модулей

Рабочие скольжения находятся в зоне значений, близких к s = 1. Условия постоянной скорости и устойчивости частоты вращения шнека в данном случае следующие

$$M_1 - M_2 - M_c = 0, (4)$$

$$\frac{\mathrm{d}\mathrm{M}_{1}}{\mathrm{d}\omega} - \frac{\mathrm{d}\mathrm{M}_{2}}{\mathrm{d}\omega} - \frac{\mathrm{d}\mathrm{M}_{c}}{\mathrm{d}\omega} < 0\,, \tag{5}$$

где  $M_1$  и  $M_2$  – моменты противодействующих модулей;  $M_c$  – момент сопротивления транспортируемого материала на данном участке шнека.

Более сложная картина взаимодействия электромагнитных и нагрузочных моментов возникает в случае, когда отдельные модули, работающие в режиме противовключения, находятся на различных участках шнека. В этом случае для любого из режимов работы шнековой ЭТМС находят эквивалентный момент нагрузки для различных угловых скоростей абсолютного вращательного движения и моментов инерции масс материала на смежных участках шнека.

#### ТЕПЛОВЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЭТМС

Изначально задаются такие величины как выход конечной продукции (производительность шнека), его начальная и конечная температура и влажность. Далее ведутся расчеты материальных и энергетических балансов отдельных ветвей технологического потока. Расчет соответствующих механических мощностей рассмотрен нами ранее. По известным методикам ведутся тепловые расчеты внутримодульной структуры [6], а также необходимой тепловой энергии для нагрева (сушки) материала до заданной температуры (влажности). Часть требуемой тепловой нагрузки может обеспечиваться за счет рекуперации теплоты технологического потока, но основная часть тепловой нагрузки требует подвода внешних источников энергии (внешних горячих утилит). Затем приступаем к проекту теплообменной системы. В результате уточняются значения внешних утилит.

Необходимо отметить, что все этапы и процедуры проектирования взаимосвязаны и взаимообусловлены.

Технологические потоки при сушке сыпучего материала можно разделить на две группы. В одну из них войдут те потоки, которые необходимо нагреть – холодные потоки, в другую – потки, требующие охлаждения перед дальнейшей их обработкой (например, сепарацией) – горячие потоки. Изменение теплосодержания указанных потоков анализируют на температурно-энтальпийной плоскости. Связь между изменением температуры потока и уменьшением (увеличением) его теплосодержания – энтальпии в общем случае будет выражаться нелинейной функцией:

$$dH = c_p M dT , \qquad (6)$$

где с<sub>р</sub> – удельная теплоемкость вещества в технологическом потоке при постоянном давлении, Дж.кг·К; М – массовый расход вещества потока, кгс/с; Т - температура, К; Н – теплосодержание потока, Вт.

Общее изменение теплосодержания технологического потока в пределах изменения его температуры:

$$\Delta H = \int_{T_1}^{T_2} c_p M dT , \qquad (7)$$

Дополнительно введем понятие потоковой теплоемкости СР(Т), которая равна произведению удельной теплоемкости с<sub>р</sub> и расхода М:



Рис. 3. Технологическая схема шнековой ЭТМС

$$\operatorname{CP}(\mathrm{T}) = \lim_{\Delta \mathrm{T} \to} \frac{\Delta \mathrm{H}}{\Delta \mathrm{T}} \,. \tag{8}$$

Движущей силой в процессе теплопередачи является температурный напор  $\Delta T$  или разность температур теплоносителей, участвующих в теплообмене. На рис. 3 представлена технологическая схема шнековой ЭТМС для переработки рутилового продукта.

Технологический поток условно разделен на несколько (В зависимости от точности расчета) цилиндрических слоев сыпучего материала, двигающегося параллельно оси шнека в одном направлении и имеющих средние значения температур  $T_{cp1}$ , ...,  $T_{cpn}$ . Первый и п-й слои находятся в контакте с цилиндрическими стенками массивного ротора и желоба шнека. Указанные слои снабжаются горячими утилитами путем возбуждения в стенках вихревых токов и передачи тепла от джоулевых потерь в других активных частях модулей шнека. Промежуточные слои получают тепло за счет теплопередачи при теплообмене с первым и к-м слоями. Кроме того, учитываются диффузионный поток или поток принудительного перемешивания.

На температурно-энтальпийной плоскости строим кривые холодных и горячих потоков для каждого из участков шнековой ЭТМС (рис. 4).

На первом участке увеличение теплосодержания всех слоев происходит за счет внешних утилит. На последнем участке шнека первый и k-й потоки уже не получают горячих утилит и становятся горячими. В этом случае показаны составные кривые холодных и горячих потоков. При формировании тепловых характеристик необходимо выполнить следующие условия: 1) потоки первого и k-го слоев нельзя перегревать выше допустимых температур, которые определяются условиями сепарации сыпучих материалов;

2) внутренние потоки необходимо довести до минимально допустимой температуры (например, 100 °C). Поэтому необходимо организовать либо интенсивное перемешивание потоков (дополнительная механическая энергия), либо вдувание во внутренние слои дополнительно нагретого за счет внешних утилит воздуха. На рис. 4 указанная тепловая мощность равна  $Q_{\rm Hmin}$ . Зона, где составные кривые горячих и холодных потоков располагаются одна за другой, соответствуют теплообмену этих потоков. Величина  $\Delta T_{\rm min}$  – пинч и соответствует наименьшему расстоянию между составными кривыми потоков [6]. Чем меньшее значение  $\Delta T_{\rm min}$  мы можем получить в тепловой структуре ЭТМС, тем меньшее значение внешних горячих утилит потребуется.

Как уже отмечалось, методология создания ЭТМС базируется на интеграции в одном устройстве свойств и структур таких устройств, как нагреватель, электропривод и исполнительный механизм, с сохранением целевой функции той технологической цепи, которые данные устройства обеспечивали. При этом все виды диссипативной энергии, которые ранее относились к потерям, используются в технологическом процессе переработки сыпучих и легкоплавких материалов.

Существенной разницей в походах по созданию ЭТМС и созданию элек5троприводов, в том числе в методах инженерных расчетов, является то, что в ЭТМС тепловой расчет выполняется не только с целью оценки допустимых нагревов изоляционных структур, а прежде всего с целью максимального использования диссипативной энергии.

Сформулируем основные принципы интеграции тепловых процессов в ЭТМС:

1. Принцип координации термоградиента. Эффективное использование диссипативной энергии возможно при условии, когда термоградиенты  $d\theta/dn = \text{grad}\theta$  по линии связи активных частей с перерабатываемым материалом имеют направления в сторону активных



Рис. 4. Кривые холодных и горячих потоков шнековой ЭТМС

частей. В процессах сушки сыпучих веществ градиенты температуры и влажности в системе ЭТМСмаатериал не должны иметь противоположное направление.

2. Принцип долевого распределения механической и тепловой энергии, который воспроизводится автоматически (даже без дополнительных управляющих устройств) в конструкции ЭТМС и проявляется в регулировании интенсивности теплоотдачи и доли тепловой энергии ротора с обеспечением примерно одинаковой скорости передачи тепла к перерабатываемому материалу.

3. Принцип обеспечения замкнутости тепловых цепей в системе ЭТМС-перерабатываемый материал. Степень замкнутости может быть оценена тепловым КПД ЭТМС.

Изложенная в статье методология формирования выходных характеристик использована при создании шнека длиной 10 м для транспортировки и нагрева рутилового продукта на Вольногорском государственном горно-металлургическом комбинате.

#### ВЫВОДЫ

1. При формировании механических и тепловых характеристик ЭТМС рабочая среда (сыпучий материал) рассматривается как элемент этой системы.

2. Механическая система ЭТМС представляется как многомассовая система с элементами, имеющими, в общем случае, различные значения моментов инерции и кинематической жидкости.

3. Результирующие механические характеристики ЭТМС определяются взаимодействием электромагнитных моментов противодействующих модулей и нагрузочными моментами каждого из участков шнековой ЭТМС.

4. Для анализа сложных тепловых процессов ЭТМС на стадии проектирования целесообразно применять элементы пинч-анализа тепловой системы.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Чиликин М.Г., Сандлер А.С. Общий курс электропривода. – М.: Энергоиздат, 1981. – 576 с.
- [2] Патент України № 39226, 7Н05В 6/10. Заглибний електронагрівач //Заблодський М.М., Верімієнко В.І.-Бюл. № 5, част. 1.-2001.
- [3] Деклараційний патент № 50242А. 7F26B17/18. Шнековий сушильний апарат // Заблодський М.М. та інш.-Бюл. № 10.-2002.
- [4] Заблодский Н.Н., Захарченко П.И., Плюгин В.Е. Математическое моделирование процессов тепло- массообмена и гидродинамики вращающегося электромеханического нагревателя // Вестник НТУ «ХПИ». Тем. вып.: Проблемы усовершенствования электрических машин и аппаратов. Теория и практика.- Харьков: НТУ «ХПИ».-2001. - № 16.-С. 77 – 80.
- [5] Дегтярева Е.Л., Потапов Л.А. исследование механических характеристик электрической машины с массивным ферромагнитным ротором // Изв. вузов. Электромеханика. – 1998. - № 2.-С.23 – 27.
- [6] Заблодський М.М. Теплові розрахунки електротехнічних устаткувань: Навч. посібн. – Алчевськ: ДГМІ, 2003. – 289 с.
- [7] Linnhoff B. Pinch Analysis–a State–of–the–art Overview // Trans IChemE. 1993. Vol 71. Part A, No. 9. P. 503 – 522.

Поступила 1.09.2003

# КВАНТОВО-МЕХАНІЧНА МОДЕЛЬ ДАВАЧІВ КУТА ІНДУКЦІЙНОГО ТИПУ (ЧАСТИНА 4. АНАЛІЗ МЕТОДІВ ОБРОБКИ ВИХІДНИХ СИГНАЛІВ)

Завгородній В.Д., к.т.н., Мороз В.І., Петрова О.А. Національний університет "Львівська політехніка", СКБ електромеханічних систем

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

тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: ndl68@polynet.lviv.ua, vmoroz@polynet.lviv.ua

Наведено результати порівняльного аналізу методів обробки сигналів індукційного давача кута і запропоновано нові, які дозволяють значно підвищити розрядність і точність куто-вимірювальних систем квантово-оптичних пристроїв локації та лазерного дистанційного моніторингу навколишнього середовиша.

Приведены результаты сравнительного анализа методов обработки сигналов индукционного датчика угла и предложены новые, позволяющие значительно увеличить разрядность и точность угло-измерительных систем квантовооптических устройств локации и лазерного дистаниионного мониторинга окружающей среды.

#### ВСТУП

Створення цифрових прецизійних електроприводів лазерно-оптичних систем локації космічних та наземних об'єктів, квантово-оптичних систем дистанційного моніторингу (типу "Лідар") вимагає наявності куто-вимірювальних систем (КВС) з роздільною здатністю до 24 двійкових розрядів при середньоквадратичній похибці, що не перевищує часток кут. с. [1]. Як первинний давач кута в таких системах здебільшого використовують індукційні електромеханічні перетворювачі типу "обертовий трансформатор" [2,3], а відтак актуалізується підвищення якості їхніх метрологічних характеристик на декілька порядків.

На цей час загально прийнятою є думка, що фаза е. р. с. сигнальних обмоток індукційного давача  $\phi_i$ найбільш повно відображає кутове положення ζйого ротора відносно статора [2]. Тому традиційні методи вимірювання кута ζ, як правило, базуються на різних методах визначення величини фазового зсуву е. р. с. сигнальних обмоток Ф, відносно деякого опорного сигналу тієї ж частоти f [3]. Результати якісного аналізу впливу технологічних похибок виготовлення складових давача на форму та фазу його вихідних сигналів [4] показали, що е. р. с. довільної і-тої фази сигнальної структури у полі комплексних чисел у безрозмірній формі записується як

$$E_i = F(\zeta) \cdot e^{j(\tau + \zeta - \beta \cdot i)} + B(\zeta) \cdot e^{j(\tau + \beta \cdot i)} , \qquad (1)$$

де  $F(\zeta)$  та  $B(\zeta)$  – нормовані амплітуди хвильових пакетів (ХП) прямої (ПП) і зворотної (ЗП) послідовностей;  $\tau = \omega \cdot t = 2\pi f_{\mathcal{H}} t$  – синхронний час за частотою живлення давача  $f_{\infty}$ ;  $\beta = 2\pi/m$  – характеристичний кут *m*фазної сигнальної структури.

Аналітичні дослідження дії функцій впливу на форму е. р. с.  $E_i$  (за методикою, викладеною в [4]) технологічних похибок виготовлення статора  $f_s$  і ротора  $f_r$ 

$$(f_s = \sum_{v} \varepsilon_v^s \cdot \cos v\alpha; \quad f_r = \sum_{v} \varepsilon_v^r \cdot \cos v(\alpha - \zeta),$$

де  $\varepsilon_{v}^{s(r)}$  – відносна величина огранення статора (ротора) порядку ν, α – кутова координата за розточкою складових давача) показали, що з врахуванням величин до четвертого порядку малості вирази  $F(\zeta)$  і  $B(\zeta)$  мають виглял

$$F(\zeta) = 1 + 0.5 \cdot \sum_{\nu} \left( \left( \varepsilon_{\nu}^{s} \right)^{2} + 2 \cdot \varepsilon_{\nu}^{s} \cdot \varepsilon_{\nu}^{r} \cdot \cos \nu \zeta + \left( \varepsilon_{\nu}^{r} \right)^{2} \right); (2)$$

$$B(\zeta) = B_0 + B_s e^{j\zeta} + B_r e^{-j\zeta} + B_{sr} e^{j2\zeta} + B_{rs} e^{-j2\zeta}, \quad (3)$$

$$B_{s} = 0,5((\varepsilon_{1}^{s})^{2} - \varepsilon_{2}^{s}) + \sum \varepsilon_{v}^{s} \cdot \varepsilon_{v+2}^{s};$$
(5)

$$B_r = 0,5((\varepsilon_1^r)^2 - \varepsilon_2^r) + \sum_{\nu} \varepsilon_{\nu}^r \cdot \varepsilon_{\nu+2}^r ; \qquad (6)$$

$$B_{sr} = 0.5 \sum_{v} \varepsilon_{v}^{r} \cdot \varepsilon_{v+2}^{s}; \quad B_{rs} = 0.5 \sum_{v} \varepsilon_{v}^{s} \cdot \varepsilon_{v+2}^{r} .$$
(7)

Побіжний аналіз (2) – (7) свідчить:

• амплітуда XП ПП *F*(*ζ*) є завжди числом дійсним і досить близьким до одиниці з точністю до величин другого порядку малості;

• амплітуда ХП ЗП  $B(\zeta)$  у загальному випадку – число комплексне, аргумент якого мало відрізняється від нуля, бо при виготовленні статора й ротора на однотипному технологічному обладнанні  $B_{s(sr)} \approx B_{r(rs)}$ , і за умови  $\varepsilon_{v}^{s} = \varepsilon_{v}^{r} B(\zeta) = B_{0} + 2B_{s} \cos \zeta + 2B_{sr} \cos 2\zeta$ ;

• завдяки наявності членів  $\varepsilon_2^s$  та  $\varepsilon_2^r$  у (5) та (6) модуль ХП ЗП  $|B(\zeta)|$  у порівнянні з  $F(\zeta)$  є величиною першого порядку малості;

• спектр  $B(\zeta)$  за координатою  $\zeta$  має лише три складові (0; 1 та 2), бо всі інші фільтруються синусними обмотками давача [4];

• наявність повної симетрії  $F(\zeta)$  та  $B(\zeta)$  відносно індексів s і r наслідком якої є зворотність взаємодії між статором та ротором давача, як електромеханічного перетворювача;

• розбіжність між кутами  $\zeta$  і  $\varphi_i = \operatorname{Arg}(E_i)$  зумовлена лише наявністю ХП ЗП, а її величина прямо пропорційна модулю  $B(\zeta)$ .

Метою цього викладу є аналіз існуючих методів обробки вихідних сигналів індукційного давача кута та обґрунтування нових на основі встановлених функційних залежностей (2) і (3), які в порівнянні з першими дозволять значно підвищити роздільну здатність та точність КВС.
### ХАРАКТЕРИСТИКА ТРАДИЦІЙНИХ МЕТОДІВ

Третьої чверті минулого століття ломінував традиційний підхід до виміру фізичних величин, що базувався на застосуванні АЦП і цифро-вимірювальних систем (ЦВС) послідовної лічби, в яких вимірювана величина перетворювалася в число імпульсів (числово-імпульсний код) [5], що найпростіше реалізувалося лише щодо двох фізичних величин: частоти та інтервалу часу. Справді, для виміру інтервалу часу досить його заповнити імпульсами відомої частоти і підрахувати сумарну кількість імпульсів. Тому КВС перважно будувались на принципах дії цифрових фазометрів. До сьогодні застосовуються два різновиди таких схем: схема з перетворенням величини фазового зсуву е.р.с. сигнальних обмоток давача відносно деякого опорного сигналу тієї ж частоти в часовий інтервал із наступним його заповненням імпульсами еталонної частоти й схема, яка передбачає формування числового аналога кодової парсуни (маски) з наступним його зчитуванням у певні моменти часу (метод плинної стробової мітки) [6]. Обидва належать до методів прямого вимірювання і характеризуються приблизно однаковими метрологічними показниками.

Структурна схема КВС за першим способом наведена на рис. 1. Вона складається з трьох взаємно пов'язаних блоків: блоку живлення давача (БЖ1), власне первинного давача кута індукційного типу (ДК) і вторинного перетворювача (ВП1), який здійснює обробку сигналів ДК і формує відповідний код (так званий перетворювач фаза-код ПФК).



перетворення фаза-код

Здебільше БЖ містить високочастотний генератор (ВЧГ) еталонної частоти  $f_e$ , подільник частоти (ПЧ), який на базі  $f_e$  ВЧГ формує синусоїдний сигнал частоти живлення  $f_{\mathcal{H}}$  ДК та формувач квадратурних сигналів (ФКС), які після відповідного підсилення подаються на квадратурні обмотки системи збудження ДК.

Е. р. с. сигнальних обмоток ДК подаються на ВП1, тригери якого (Тр) керовані нуль-органами

"пуск" і "стоп" (HO<sub>n</sub> і HO<sub>c</sub>) формують інтервали часу, пропорційні фазовим зсувам  $\phi_i$  між опорною напругою та сигнальними е. р. с. Цей інтервал заповнюється імпульсами формувача імпульсів (ФІ), отриманими на основі  $f_e$  ВЧГ.

Оцінимо основні параметри такої КВС, виходячи зі сучасних вимог: час оновлення інформації t не повинен перевищувати 0,25 *мс*, а роздільна здатністьна рівні  $N > 2^{22} \approx 4, 2 \cdot 10^6$ . Ці показники можна забезпечити, якщо частота напруги живлення ДК  $f_{\infty}$  буде не меншою за величину  $1/t \approx 4 \kappa \Gamma y$ , а частота ВЧГ  $f_e > f_{\infty} \cdot N = 20 \Gamma \Gamma y$  (!). Якщо частота  $f_{\infty}$  не буде синхронізованою з частотою  $f_e$ , то достовірність коду буде ±1. Необхідність формування стробових імпульсів великої крутизни тривалістю в частки *нс* обмежують можливості цього підходу.

Оцінимо систематичну похибку аналізованої КВС за допущення, що блоки БЖ та ВП1 виконані ідеальними, а похибки обумовлені лише технологічними факторами виготовлення ДК. Для довільної фази сигнальної структури (наприклад, i=0) (1) можна записати

$$E_0 = A(\zeta) \cdot e^{j(\tau + \zeta + \delta(\zeta))} , \qquad (8)$$

де  $A(\zeta)$  – функційна залежність модуля е.р.с. за координатою  $\zeta$  (вона зараз нас не цікавить), а

$$δ(ζ) = arctg \frac{B(ζ) \cdot \sin ζ}{F(ζ) + B(ζ) \cdot \cos ζ} - postimetric mim ap-$$

гументом е.р.с. та кутовою координатою  $\zeta$ .

З огляду на те, що  $F(\zeta)$  різниться від одиниці на величини другого порядку малості, а  $B(\zeta) \ll F(\zeta)$ , без великої похибки можна покласти

$$\delta(\zeta) \approx B(\zeta) \cdot \sin \zeta . \tag{9}$$

Для якісного аналізу (2), (3) і (9) обмежимось першими трьома гармоніками деформацій статора й ротора ( $v = \overline{1,3}$ ), узявши  $\varepsilon_v^s \approx \varepsilon_v^r = \varepsilon_v$ .

Сучасні прецизійні підшипникові вузли характеризуються ексцентриситетами першого та другого родів на рівні 1 ÷ 5 мкм, що при величинах повітряного проміжку індукційних ДК 20 ÷ 100 мкм дозволяє покласти  $\varepsilon_1^s \approx \varepsilon_1^r \approx 5 \cdot 10^{-2}$ . Величина овальності (еліптичності) циліндричних поверхонь статора й ротора можна забезпечити на порядок меншими, тому  $\varepsilon_2^s \approx \varepsilon_2^r \approx 5 \cdot 10^{-3}$ . Приблизно величинами такого ж рівня характеризуються і дефекти огранення третього порядку, тому згідно з (2) і (3) у першому наближенні запишемо

$$\Delta(\zeta) = F(\zeta) - 1 \approx 5 \cdot \cos^2(\zeta/2) \cdot 10^{-3}; \qquad (10)$$

$$B(\zeta) \approx (1, 2 - 1, 5\cos \zeta + 0, 5\cos 2\zeta) \cdot 10^{-4}$$
. (11)

Для наочності на рис. 2 показано розрахункові залежності  $\delta(\zeta)$ ,  $\Delta(\zeta)$  і  $B(\zeta)$  за (9) – (11) відповідно, з якого випливає, що похибка відтворення фазою е. р. с. кутової координати  $\zeta$  може сягати значень порядку  $2 \cdot 10^{-3}$  (насправді вона менша завдяки наявності фазових зсувів між окремими гармоніками *v*, якими тут задля спрощення викладу знехтувано).

Аналітичні результати оцінки систематичної по-

хибки підтверджено експериментально для КВС на базі ДК індукційного типу ВТ 500-400 (рис. 3), амплітуда ХП ЗП якого була визначена експериментально. Розбіжність між формами кривих  $\delta(\zeta)$  на рис.2 і 3 також пояснюється неврахуванням у першому випадку відповідних фазових зсувів.







Рис. 3. Порівняння експериментально визначених похибок ДК типу ВТ500-400 з розрахунковими: 1 – для фази А; 2 –для фази В; 3 – розрахунок за (9)

Викладене свідчить, що методична похибка КВС на базі індукційного ДК, в основному визначається лише амплітудою ХП ЗП за (9) і після її усунення першу можна наблизити до величин похибок власне ВП1 (ПФК).

Для виділення складових прямої послідовності моногармонічних е. р. с. багатофазної системи були запропоновані так звані фільтри зворотної послідовності [7] (хоча насправді вони є фільтрами власне прямої послідовності). Один з варіантів такого фільтра для двофазного ДК показано на рис. 4.



Рис. 4. Аналоговий фільтр прямої послідовності

За умови, що  $\omega RC = 1$  й ідеальній формі сигналів  $E_s$  і  $E_c$ , у вихідній напрузі  $U_{\text{вих}}$  складова, зумовлена зворотним магнітним полем, теоретично мала би бути анульованою. Застосування таких фільтрів дійсно дозволяє зменшити похибку майже на порядок (що явно недостатньо), а подальше її зменшення не можливе через вплив дестабілізаційних факторів (температури, часу, частоти), як на параметри ДК, так і на R, C елементи [6].

### ЦИФРОВИЙ ФІЛЬТР ХП ПП

Вплив вищезгаданих дестабілізаційних факторів на роботу аналогових фільтрів перших гармонік прямої послідовності усувається цифровою фільтрацією ХП ПП вихідних сигналів ДК  $E_i$  (1), суть якої полягає у застосуванні до останніх відповідних операторів зміщення вздовж часової координати т  $D_i = exp(\beta_i i d/d\tau)$ і наступному обчисленні суми зміщених сигналів, тобто (в аналоговому форматі запису)

$$\widehat{E} = \sum_{i=0}^{m-1} D_i \times E_i \equiv mF(\zeta) \cdot e^{j(\tau+\zeta)} .$$
(12)

Дискретний аналог (12) реалізується наступним чином: в оперативній пам'яті ЦВС протягом одного періоду сигналів збудження формується m масивів  $E_{i,j}$ розмірності n сигналів  $E_i$ , оцифрованих за допомогою m-канального АЦП, де n – кількість синхронно оцифрованих точок, що на n накладає умову – це число повинно бути кратним числу m. Потім масиви  $E_{i,j}$  переформовуються у відповідності з алгоритмом

if 
$$(j+ni/m) \le n-1$$
 then  $E'_{i,j} = E_{i,j+ni/m}$   
else  $E'_{i,j} = E_{i,j+ni/m-n}$  (13)

і на їхній основі формується масив ХП ПП  $\hat{E}$ 

$$\widehat{E}_{j} = \sum_{i=0}^{m-1} E'_{i,j} \equiv mF(\zeta) \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{n}j + \zeta\right).$$
(14)

Якщо одним із методів сформувати сигнал переходу (14) через нуль, подальше визначення координати  $\zeta$  можна здійснити, як показано на рис.5, за аналогом структурної схеми ВП1, що на рис.1.



Рис. 5. Структурна схема ВП2 з цифровим фільтром ХП ПП

Основні переваги цифрового фільтра ХП ПП у порівнянні з аналоговим полягає у нечутливості до якості форми вхідних сигналів (наявності вищих часових гармонік) і до девіації частоти сигналів збудження, а також у практичній відсутності температурного впливу на параметри як фільтра, так і ДК, особливо якщо останній працює в режимі заданих струмів збудження.

Але при визначенні координати  $\zeta$  за ВП2 (рис.5) КВС в цілому залишається числово-імпульсною ЦВС, подальша практика розроблення та експлуатації яких показала (особливо на прикладі цифрових вольтметрів), що їхні потенційні можливості щодо високої точності та роздільної здатності важко реалізувати внаслідок інструментальних похибок і низької завадостійкості [8]. Перші зумовлені неточністю визначення моменту переходу через нуль внаслідок інструментальної похибки компараторів, а друга – спотворенням сигналу поблизу нуля внаслідок наявності шумів та завад.

Усе це спонукало до пошуку альтернативних підходів, зокрема, застосування інтегральних методів цифрового оброблення сигналів з використанням сучасних швидкодійних високорозрядних АЦП і ЦАП.

## ЗАГАЛЬНА ХАРАКТЕРИСТИКА ІНТЕГРАЛЬНИХ МЕТОДІВ

Витіснення числово-імпульсних ЦВС спричинено бурхливим розвитком мікроелектронної елементної бази за всезростаючого зменшення її вартості. Ефективне оброблення інформаційних сигналів особливо стимулювала поява спеціалізованих великих інтегральних схем — цифрових процесорів сигналів (ЦПС), які досить просто піддаються застосуванню до вимірювання різних фізичних величин завдяки відповідному програмному забезпеченню (вартість якого на противагу вартості елементної бази невпинно зростає). Великий обсяг пам'яті та швидкодія ЦПС дозволяють реалізацію софістичних алгоритмів, які усувають методичні похибки завдяки застосуванню опосередкованих методів.

Що ж до КВС, то, як буде підтверджено далі, внаслідок оброблення у цифровому форматі інформаційних сигналів ДК за однією з інтегральних процедур отримуємо дві величини

$$S(\zeta) = kF(\zeta) \cdot \sin \zeta$$
 to  $C(\zeta) = kF(\zeta) \cdot \cos \zeta$ , (15)

де k – властивий даній процедурі деякий масштабний коефіцієнт. За величинами S і C сучасна мікропроцесорна техніка дозволяє з досить великою точністю визначити параметри процесу

$$s = \frac{S(\zeta)}{\sqrt{S^{2}(\zeta) + C^{2}(\zeta)}} \equiv \sin \zeta; \quad t = \frac{S(\zeta)}{C(\zeta)} \equiv tg\zeta;$$
  

$$c = \frac{C(\zeta)}{\sqrt{S^{2}(\zeta) + C^{2}(\zeta)}} \equiv \cos \zeta; \quad q = \frac{C(\zeta)}{S(\zeta)} \equiv ctg\zeta,$$
(16)

а відтак і величину  $\zeta$  за однією з обернених колових функцій

$$\zeta = Arc f(C, S), \qquad (17 \div 20)$$

де під  $f(\bullet)$  слід розуміти одну з тригонометричних функцій *sin, cos, tg* або *ctg*.

Функції (17) – (20) відрізняються від загально вживаних обернених тригонометричних функцій (*Arc*-функцій) областю визначення – у відповідності з функційним призначенням КВС усі вони повинні бути визначеними на інтервалі  $0 \le \zeta < 2\pi$ , що легко реалізується за головними значеннями відповідних *arc* f(|s|, |c|) та функцій *sign s* і *sign c*. Наприклад, якщо  $\zeta'=arcsin|s|$ , то (17) визначається як

якщо 
$$s \ge 0$$
 і  $c > 0$ , то  $\zeta = \zeta'$ ;  
якщо  $s \ge 0$ , а  $c < 0$ , то  $\zeta = \pi - \zeta'$ ;  
якщо  $s < 0$  і  $c < 0$ , то  $\zeta = \pi + \zeta'$ ;  
якщо  $s < 0$ , а  $c > 0$ , то  $\zeta = 2\pi - \zeta'$ .  
(17')

Вирази (18) – (20) записуються аналогічним чином.

За якою з конкретних функцій (17) – (20) визначати величину  $\zeta$  – окреме питання царини обчислювальної техніки. Тут лише зазначимо, що найкращий результат спостерігається за комбінованого їхнього використання, а саме

якщо  $0 \le s \le 1/\sqrt{2}$  – за (17);  $1/\sqrt{2} \le s \le 1$  – за (18); якщо  $0 \le t \le 1$  – за (19);  $0 \le q \le 1$  – за (20).

Сказане проілюстровано діаграмами обчислювальних похибок визначення  $\zeta$  за різними функціями (17) – (20) (рис. 6) при застосуванні 16–розрядних АЦП.



Рис. 6. Функційні залежності обчислювальних похибок за різними алгоритмами: 1 – за (17); 2 – за (18); 3 – комбінація (17) і (18)

Обробка аналогових сигналів за (16) - (20) у цифровому форматі крім обчислювальних похибок супроводжується і похибками квантування, величина яких визначається розрядністю ЦАП і АЦП. За фізичною природою ці похибки можна розглядати як випадкові. Вони усуваються обробленням недетермінованих сигналів методами цифрової фільтрації, які базуються на застосуванні кореляційної та автокореляційної процедур. Але останні нечутливі до фазових факторів сигналів [9], а тому не можуть бути використані в побудованих за фазовим принципом КВС. Натомість тут можна рекомендувати використання колової дискретної згортки (КДЗ) числових послідовностей вихідних сигналів  $x_j$  за функцією одного із сигналів збудження у за алгоритмом

$$z_i = \sum_{j=0}^{n-1} x_j \cdot y_{j-i} , \qquad (21)$$

де індекс при величині у визначається як

if i-j>0 then i-j else i-j+n.

### СТРУКТУРНА СХЕМА КВС ЗА ПРИНЦИПОМ ФАНТОМНОЇ ПОТУЖНОСТІ ІНФОРМАЦІЙНИХ СИГНАЛІВ

За умови живлення симетричними струмами система збудження ДК створює в повітряному проміжку головектор намагнічувальних сил, який в ідеальній конструкції зумовив би появу монохроматичної хвилі ПП. Унаслідок технологічних недосконалостей і прояву явищ дифракції та відбиття цієї хвилі в повітряному проміжку виникає ХП ЗП, а монохроматична хвиля трансформується в ХП ПП. Виділити інформаційну сутність ХП ПП можна шляхом обчислення так званої фантомної (віртуальної, уявної) потужності вихідних сигналів ХП ПП відносно до деякого опорного головектора струмів тієї ж послідовності, за який можна прийняти головектор струмів збудження, тобто – скалярного добутку вхідного сигналу на вихідний, як

$$C(\zeta) = \sum_{i=0}^{m-1} \int_{0}^{2\pi} E_i(\tau,\zeta) \cos(\tau - \beta \cdot i) d\tau = \frac{m}{2} F(\zeta) \cdot \cos\zeta;$$
  
$$S(\zeta) = -\sum_{i=0}^{m-1} \int_{0}^{2\pi} E_i(\tau,\zeta) \sin(\tau - \beta \cdot i) d\tau = \frac{m}{2} F(\zeta) \cdot \sin\zeta,$$
  
$$(22)$$

або у дискретному форматі запису (позначка \*)

$$\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} E_i \left( \frac{2\pi}{n} k, \zeta \right) \cos \left( \frac{2\pi}{n} k - \beta \cdot i \right) = \frac{mn}{2} F(\zeta) \cdot \cos \zeta;$$

$$S(\zeta) = -\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} E_i \left( \frac{2\pi}{n} k, \zeta \right) \sin \left( \frac{2\pi}{n} k - \beta \cdot i \right) = \frac{mn}{2} F(\zeta) \cdot \sin \zeta.$$

$$(22*)$$

Як видно з (22), величини  $C(\zeta)$  і  $S(\zeta)$  є аналогами активної P і реактивної Q потужності інформаційних вхідних сигналів відносно прообразів струмів збудження, при цьому всі складові, зумовлені ХП ЗП  $B(\zeta)$ , взаємно компенсуються.

Спрощена структурна схема КВС на базі ДК із квадратурними системою збудження і сигнальною системою за описаним принципом показана на рис. 7. Як і на рис. 1 тут умовно виділені БЖ2 і ВПЗ, хоча насправді робота цих блоків взаємно пов'язана спільними елементами і синхронізована.

Структура БЖ2 містить записані в постійній пам'яті процесора табличні значення функцій  $cos2\pi k/n$  і  $sin2\pi k/n$  (ТЗФ<sub>с</sub> і ТЗФ<sub>s</sub>), цифро-аналогові перетворювачі (ЦАП<sub>с</sub> і ЦАП<sub>s</sub>), а також підсилювачі аналогових сигналів із фільтрами ВП<sub>с</sub> і ВП<sub>s</sub>. За синхронізувальними сигналами генератора опорних імпульсів ГОІ зчитані у цифровому форматі величини з ТЗФ поступають на відповідні ЦАП, що формують аналоговий прообраз sin<sub>f</sub> i cos<sub>f</sub> квадратурних струмів збудження, які після відповідної фільтрації та підсилення подаються на квадратурну систему обмоток збудження ДК. Частота ГОІ  $f_{c}$  повинна визначатись як  $f_{c} = n f_{\mathcal{H}}$ . Наприклад, якщо  $f_{\mathcal{H}}=2^{12}=4,096$  кГц, а  $n=2^{6}=64$ , то  $f_2 = 262,144$  кГц, що на 4 ÷5 порядків менше за частоту fe кодоімпульсної КВС. Вторинний перетворювач ВПЗ цієї КВС містить двоканальний АЦП<sub>с</sub> і АЦП<sub>s</sub>, блок обчислення поточних параметрів фантомної потужності інформаційних сигналів  $S_k^*$  і  $C_k^*$ , який функціонує за алгоритмом (22\*). Після обчислення відповідних сум за період  $t = 1/f_{\mathcal{H}}$  за параметрами  $C(\zeta)$  і  $S(\zeta)$  цифровий детектор фази ЦДФ визначає величину поточної координати  $\zeta$  за одним з алгоритмів (17) – (20). Виконання операцій ВПЗ синхронізовано з роботою БЖ тим же ГОІ.

При відомій амплітуді вихідних інформаційних сигналів і заданій розрядності коду кута легко встановити вимоги до розрядності АЦП і арифметичних операцій процесора ВПЗ.



Рис. 7. Структурна схема КВС за принципом фантомної потужності інформаційних сигналів

### СТРУКТУРА ВТОРИННОГО ПЕРЕТВОРЮВАЧА ЗА ПЕРШОЮ ГАРМОНІКОЮ XII III

Оскільки фазова швидкість усіх складових XII ПП однакова, визначення кута  $\zeta$  можна здійснити і за фазою першої гармоніки, скориставшись аналогом дискретного перетворення Фур'є [12] у вигляді

$$C(\zeta) = \sum_{k=0}^{n-1} \widehat{E}_k(\zeta) \cos \frac{2\pi}{n} k; \ S(\zeta) = \sum_{k=0}^{n-1} \widehat{E}_k(\zeta) \sin \frac{2\pi}{n} k, \ (23)$$

але для цього за допомогою ФПП попередньо необхідно виділити поточні величини  $\hat{E}_k$ . За відповідні дискрети *sin<sub>k</sub>* і *cos<sub>k</sub>* можна взяти значення з ТЗФ<sub>с</sub> і ТЗФ<sub>s</sub>, за якими формуються сигнали збудження БЖ2, структура котрого в цьому випадку залишається такою, як і на рис. 7.

Структурна схема ВП4, що базується на обробці першої гармоніки сигналів ХП ПП, наведена на рис.8. Функційне призначення блоків ЦАП і ЦДФ й алгоритми їхньої роботи такі ж, як і в попередньому випадку. Крім того, ВП4 містить ФПП, який працює за алгоритмом (13), (14). Для зменшення впливу похибок дискретизації в схему введено блок дискретної колової згортки КД3 для реалізації алгоритму (21). Синхронізація роботи всіх блоків здійснюється за сигналами ГОІ.



Рис. 8. Структурна схема ВП4 за принципом дискретного перетворення Фур'є ХП ПП

### ВИСНОВКИ

Для забезпечення високої якості наведення й супроводу в діапазоні частот обертання від  $1\cdot 10^{-6} pad/c$ до 0,5 *pad/c* сучасні телескопні системи нагально потребують нового покоління КВС із підвищеними роздільною здатністю та точністю на рівні часток *кут. с.* Особливо це актуально для нової генерації *Alt–Az* телескопів, якість усіх підсистем яких повинна відповідати якості їхніх оптичних систем. З метою створення передумов вирішення цієї проблеми тут викладено нові підходи до побудови КВС на основі цифрових інтегральних методів обробки вихідних сигналів первинного давача, перевага яких у порівнянні з традиційними полягає у:

 нечутливості до наявності технологічних похибок виготовлення первинного давача;

• нечутливості до девіації за кутовою координатою амплітуд вихідних сигналів та їхньої фази;

 нечутливості до нестабільності частоти струмів збудження;

• усуненні проблеми визначення точного моменту переходу сигналів через "нуль";

 практичній нечутливості до неквадратурності вихідних параметрів джерела живлення;

 усуненні залежності величини роздільної здатності від співвідношення між частотами джерела живлення та генератора задаючих імпульсів;

• нівелюванні температурного впливу на параметри первинного давача, особливо, якщо він працює в режимі заданих струмів;

• можливості досягнення великої роздільної здатності при одноканальному принципі побудови КВС.

### ПЕРСПЕКТИВИ ПОДАЛЬШИХ РОЗВІДОК

Запропонований у цьому викладі підхід базується на розкладі вихідних сигналів ДК за двома взаємно ортогональними функціями *sin* і *cos*, як найбільш уживаними. Загалом, за базову систему можна взяти й інші функції, наприклад – два ортогональних меандри. Тоді всі арифметичні операції, які виконує вторинний перетворювач, зведуться до однієї – обчислення суми (різниці) поточних значень оцифрованих вихідних сигналів, що зменшить витрати часу на їхнє виконання, але зумовить появу методичної похибки перетворень. Отже, необхідно дослідити вплив типу базових ортогональних функцій на методичну похибку методу та час його реалізації.

Час оновлення інформації про кутове положення ротора ДК за описаними методами не може бути меншим, ніж інтервал  $l/f_{\mathcal{H}}$ . Але, скориставшись властивостями симетрії вихідних сигналів у просторовочасовому континуумі, цей інтервал можна зменшити до величини  $l/2mf_{\mathcal{H}}$ . Таким чином, предметом подальшого аналізу повинно бути встановлення співвідношення між якістю вихідної інформації й складністю (вартістю) вторинного перетворювача.

Нові принципи побудови структури КВС вимагають і нових, адаптованих до них, конструкцій самого первинного давача. На перший погляд, їм якнайкраще відповідають магнітні системи статора й ротора розімкнені за тангенціальною координатою, які забезпечують гвинтову тороїдну структуру магнітного потоку збудження. Аналіз таких конструкцій магнітної системи ДК – тема наступного викладу.

#### ЛІТЕРАТУРА

- Mancini D. TNG control system: hardware, software and methods adopted to improve the performances of the fully digital drive system // Telescope Control Systems, Proc. SPIE 2479, 1995 – P. 245 – 252.
- [2] Хрущев В.В. Электрические микромашины автоматических устройств. – Л.: Энергия, 1976. – 384 с.
- [3] Ахмеджанов А.А. Системы передачи угла повышенной точности. – М.; Л.: Энергия, 1966. – 272 с.
- [4] Завгородній В.Д. Квантово-механічна модель давачів кута індукційного типу (Частина 3. Аналіз впливу технологічних похибок) // Електротехніка і електромеханіка. – 2003, № 3. – С.
- [5] Галахова О.П. и др. Основы фазометрии. Л.: Энергия. 1976. – 256 с.
- [6] Высокоточные преобразователи угловых перемещений / Под общ. ред. А.А.Ахмеджанова. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 128 с.
- [7] Сафонов Л.Н. Фазовращатели с фильтром обратной последовательности // Электричество. – 1971, №5. – С. 63 – 66.
- [8] История электротехники / Под ред. И.А.Глебова. М.: Издательство МЭИ, 1999. – 524 с.
- [9] Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
- [10] Шрюфер Е. Обробка сигналів: цифрова обробка дискретизованих сигналів. – К.: Либідь, 1992. – 266 с.
- [11] Г. Корн, Т. Корн. Справочник по математике. М.: Наука, 1973. – 832 с.
- [12] Бронштейн И.Н., Семендяев К.А. Справочник по математике. – М.: Наука, 1986. – 544 с.

Надійшла 30.08.2003

## КОМПЬЮТЕРНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ СВОЙСТВ ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОГО ДВИГАТЕЛЯ

Карпович О.Я., Онищенко О.А., к.т.н.

Одесская государственная академия холода

Украина, 65026, Одесса, ул. Дворянская, 1/3, ОГАХ, кафедра "Электротехники и электронных устройств" тел. (0482) 20-91-71, e-mail: olekar@freemail.ru, olegoni@mail.ru

Наведені комп'ютерна модель для дослідження динамічних властивостей вентильно-індукторного двигуна та результати експериментів з моделлю. Запропонована модель дозволяє проводити розрахунки електромагнітних та електромеханічних процесів в усіх елементах системи з урахуванням комутаційних особливостей силового інвертора, оцінювати механічні та динамічні характеристики двигуна, що проектується, розробляти стратегії управління ключами.

Приведены компьютерная модель для исследования динамических свойств вентильно-индукторного двигателя и результаты экспериментов с моделью. Предложенная модель позволяет проводить расчеты электромагнитных и электромеханических процессов во всех элементах системы с учетом коммутационных особенностей силового инвертора, оценивать механические и динамические характеристики проектируемого двигателя, разрабатывать стратегии управления ключами.

Вентильно-индукторные двигатели (ВИД) характеризуются сильным насыщением магнитопровода, что позволяет получить отличные удельные энергетические и массогабаритные показатели, близкие к лучшим образцам вентильных машин с высококоэрцитивными магнитами.

Несмотря на проработанность аналитических выражений, описывающих ВИД и всплеск исследований в этой области (проектирование машины, разработка моделей, способов управления и др.) до настоящего времени нет таких же надежных и достоверных моделей ВИД, как для асинхронных двигателей и машин постоянного тока. Следует учесть, что несинусоидальность потока и тока в фазах ВИД, а также наличие низкой взаимной магнитной связи фаз для большинства конструкций машин не позволяет использовать методологию обобщенной электрической машины, применять векторные диаграммы и другие классические методы анализа.

В настоящее время наиболее распространены численные и аналитические модели ВИД такого типа:

- линейные модели [1], для оценки статических и локальных режимов ВИД, не учитывающие насыщения магнитной системы двигателя и взаимного влияния фаз;

- «сверхбыстрые» модели [2], для оценки динамики машины, основанные на линейно-регрессионной аппроксимации нелинейных связей между моментом, током и положением ротора, использующие калибровочные кривые;

- нелинейные модели [3, 4], в которых зависимость потокосцепления от тока и угла поворота ротора описывается нелинейными кривыми, форма которых изменяется в зависимости от положения ротора и степени насыщения магнитной системы. Кривые описываются данными, получаемыми в результате полевых расчетов.

Перечисленные подходы имеют ряд очевидных недостатков, связанных с приближениями и допущениями для каждого из применяемых методов, зачас-

тую искажающие результаты моделирования.

Таким образом, следует считать, что создание компьютерной модели, позволяющей поверить аналитические исследования, оценить динамику и энергетические характеристики ВИД, согласовать момент нагрузки и диапазон изменения скорости, обеспечив при этом адекватность моделирования физическим процессам в двигателе – крайне важная, до конца еще не решенная задача. Реализация такой модели позволит заметно снизить стоимость и сроки разработки новой продукции машиностроения за счет исключения метода проб и ошибок, повторных испытаний, переконструирования.

Целью статьи является представление легко реализуемой и во многих случаях универсальной модели ВИД в среде Simulink/Matlab, с использованием Sim-PowerSystems – библиотеки энергетических элементов и элементов силовой электроники, в большой степени снимающей отмеченные выше проблемы и заметно дополняющей существующие нелинейные компьютерно-ориентированные модели.

Представляемый в статье подход построения модели позволяет с высокой точностью оценивать как механические и динамические характеристики проектируемого ВИД, так и пиковые напряжения на элементах его силовой части, токовые нагрузки, потери на переключение в силовых полупроводниковых элементах, создаваемые системой электромагнитные помехи, разрабатывать стратегии управления ключами.

Рассмотрим функциональную схему ВИД, приведенную на рис. 1. Двигатель конструкции 8/6 содержит четыре фазы L1...L4, силовой инвертор на основе схемы Миллера, состоящий из ключей VT и быстродействующих диодов VD, датчик положения ротора ДПР, силовой драйвер ключей и блок логического управления с узлом ограничения тока гистерезисного типа. Резистор  $R_s$  – датчик суммарного тока фаз ВИД. Драйвер ключей предназначен для формирования характеристик включения/выключения верхних (VT<sub>H</sub>) и нижних (VT<sub>L</sub>) транзисторов и предварительного усиления с гальванической развязкой сигнала обратной связи по току U<sub>Rs</sub>.

Блок логики осуществляет стратегию симметричной коммутации фазами ВИД по сигналам датчика ДПР. Дополнительная задача блока – путем сравнения сигнала  $U_{3T}$  задания тока двигателя и сигнала обратной связи по току  $U_{0T}$  осуществлять ограничение тока фаз на основе принципа «жесткой» коммутации Р2/Р0. При таком способе коммутации, энергия источника в режиме Р2 идет на выполнение механической работы и накопление энергии магнитного поля фазы. В режиме Р0 энергия, накопленная в магнитном поле, частично преобразуется в механическую энергию и частично на заряд конденсатора  $C_{\phi}$ .

Модель, для приведенной функциональной схе-

мы ВИД, изображена на рис. 2. Опишем основные узлы, разработанные при построении модели.

Субблоки Source, TV, Bridge и C моделируют стандартными средствами SimPowerSystems работу трехфазной промышленной сети, трансформатора и мостового выпрямителя с конденсатором  $C_{\phi}$ .

Субблоки SRM 1-3 и SRM 2-4 представляют собой виртуальную модель схемы Миллера с четырьмя фазами ВИД.

Внутреннее содержание субблоков SRM приведено на рис. 3.

С целью оценки всех динамических свойств схемы, модель инвертора учитывает работу MOSFETключей, обратных быстродействующих диодов и подсоединенных к ним снабберов (RLC-цепей).



Рис. 1. Функциональная схема ВИД



Рис. 2. Simulink-модель ВИД

В этих субблоках применены узлы управляемых индуктивностей фаз (drossel) с табличными данными (L=f(i,s)), полученными в результате полевых расчетов. Так решена задача связи значений токов и индуктивностей фаз с текущим положением ротора ВИД.

Средства Matlab позволили применить модули многомерных таблиц интерполяции Look-Up Tables типа 2-D. Эти модули резко облегчают расчеты между точками таблицы и, при необходимости, автоматически осуществляют многомерную экстраполяцию.



Рис. 4. Субблок Logic

Optical Sensor - субблок, генерирует прямоугольные сигналы, соответствующие текущему пространственному положению  $\Theta$  ротора. Этот субблок содержит интегратор со сбросом выходного сигнала через 360° и логические устройства, описывающие процессы формирования сигналов фотодатчиков.

Для согласования шестипульсной коммутации фаз двигателя за один оборот ротора с 30-ти градусными табличными данными служит субблок Angle

Control. На основе сформированных названным блоком сигналов осуществляется управление четырьмя 2-D таблицами изменения индуктивности фаз и четырьмя таблицами (Torques Table), связывающими суммарный электромагнитный момент и ток фаз в функции положения ротора.





Електротехніка і Електромеханіка. 2003. №4

Интегратор 1/J·s и субблок Load моделируют уравнение движения одномассовой системы с нагрузкой типа «сухое трение».

В субблоке Logic (рис. 4) дополнительно применен генератор коротких импульсов G, осуществляющий кратковременный запрет открытия всех ключей, что вызвано необходимостью создания временной паузы для заряда бутстрепных конденсаторов драйверов верхних ключей.



Рис. 9. Напряжение на рабочей фазе при пуске двигателя

Предложенный подход к созданию математической модели ВИД хорошо приближен к его реальной работе, так как учитывает насыщение магнитной системы двигателя, динамику цикла коммутации фаз, дискретность преобразования энергии и другие особенности работы рассматриваемой системы.

Например, субблок SRM реализован так, что моделируются все три интервала цикла переключения фаз ВИД: включение, рабочий интервал, интервал отключения. Первый интервал начинается при подключения фазы к источнику питания в рассогласованном состоянии зубцов статора и ротора, когда индуктивность фазы минимальна (рис. 5). На интервале включения электромагнитный момент не создается, поскольку не изменяется магнитная проводимость воздушного зазора между зубцами при изменении углового положения ротора. Интервал включения заканчивается в момент начала перекрытия зубцов фазы статора и ротора и служит для подготовки фазы к рабочему интервалу. Рабочий интервал начинается с момента начала перекрытия зубцов фазы статора и ротора и заканчивается при их полном согласовании. Ток в обмотке двигателя и положительная производная магнитной проводимости по углу определяют появление электромагнитного вращающего момента (рис. 6). На этом интервале магнитная энергия преобразуется в механическую. Интервал отключения начинается с момента полного согласования зубцов фазы статора и ротора (значение индуктивности фазы максимально) и продолжается до полного прекращения протекания тока в фазной обмотке.

Описанные эффекты учитываются в модели, включая формирование траекторий высокочастотных переходных процессов от действия снабберов ключей и обратных диодов.

Графики, приведенные на рис. 5...9 представляют некоторые результаты компьютерных экспериментов с описанной моделью ВИД. Они сняты при статической нагрузке на валу двигателя  $M_c=0,3$  H·м, напряжении питания U=48 B, токе отсечки  $I_{orc}=2$  A и частоте генератора G коротких импульсов f=1000 Гц (коэффициент заполнения сигнала  $\gamma=0,8$ ). Кратковременные всплески напряжения (рис. 9) в момент переключения связаны не только с параметрами и работой снабберов, но и с особенностями процесса моделирования.

Разработанная средствами среды Simulink/Matlab компьютерная модель ВИД:

- обеспечивает достаточную точность моделирования и высокую сопоставимость реальным процессам, протекающим в ВИД;

- позволяет проводить совместные расчеты электромагнитных и электромеханических процессов в элементах системы с учетом коммутационных процессов в инверторе, драйвере, силовом преобразователе;

 позволяет путем незначительной доработки осуществлять исследования ВИД с любым другим соотношением чисел зубцов статора и ротора при алгоритме одиночной симметричной коммутации фаз;

- ориентирована на оптимизацию конструктивных параметров ВИД и его алгоритмов управления.

### ЛИТЕРАТУРА

- Soares F., Costa Branco P.J. "Simulation of 6/4 Switched reluctance motor based on Matlab/Simulink environment". IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 37, No. 3, July 2001, pp. 989-1009.
- [2] Miller T.J.E., Glinka M., Cossar C., Gallegos-Lopez G., Ionel D., Olaru M. Ultra-fast model of the switched reluctance motor. IEEE-IAS Electric Machines Committee, St. Louis, USA, 12-16 October 1998, pp. 319-326.
- [3] Радимов И.Н., Рымша В.В., Малеваный О.Е. Моделирование режимов работы вентильно-индукторного двигателя // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - №2. – С. 60-64.
- [4] Nagel N.J., Lorenz R.D. Modeling of a Saturated Switched Reluctance Motor Using an Operating Point Analysis and the Unsaturated Torque Equation. Proc. Of IEEE, IAS Annual Conf., Oct. 3-7, 1999, pp. 2219-2226.

Поступила 28.08.2003

## ВИЗНАЧЕННЯ УМОВ РОЗВИТКУ ФЕРОРЕЗОНАНСУ В ПОВІТРЯНИХ МЕРЕЖАХ З ТРАНСФОРМАТОРАМИ НАПРУГИ ТИПУ НАМИ

Котиш А.І., к.т.н., доц., Плешков П.Г., к.т.н., доц. Кіровоградський державний технічний університет Україна, 25006, Кіровоград, пр-т Університетський 8, КДТУ, кафедра "Електропостачання промислових підприємств і сільського господарства" тел. (0522) 597-461, E-mail: epp@kdtu.kr.ua

Статтю присвячено питанню вирішення проблеми надійного функціонування антирезонансних трансформаторів напруги типу НАМИ в повітряних мережах з ізольованою нейтраллю. Визначені граничні умови розвитку ферорезонансу в мережах 10 кВ, контроль ізоляції в яких здійснюється зазначеними трансформаторами напруги.

Статья посвящена вопросу решения проблемы надежного функционирования антирезонансных трансформаторов напряжения типа НАМИ в воздушных сетях с изолированным нейтраллю. Определены граничные условия развития феррорезонанса в сетях 10 кВ, контроль изоляции в которых осуществляется рассмотренными трансформаторами напряжения.

Одним із заходів по упередженню пошкодження трансформаторів напруги (ТН) в мережах з ізольованою нейтраллю (6 - 35 кВ) вважається використання антирезонансних ТН типів НАМИ-6, НАМИ-10 й НАМИ-35 замість застарілих НТМИ, ЗНОМ, ЗНОЛ [1].

Заводами виробниками гарантується, що трансформатор НАМИ не вступає в резонанс з ємністю шин і ліній будь якої довжини, а також витримує без обмеження тривалості як усі види однофазних замикань на землю в мережі, в тому числі і дугових, так і підвищення напруги, по причині виникнення ферорезонансу між ємністю мережі й іншими трансформаторами.

Однак експлуатуючи організації застосовують антирезонансні ТН типу НАМИ в дуже незначній кількості, по причині їх вартості, тому немає надійних даних про досвід їх експлуатації. Хоча в ряді енергосистем відмічалося про вихід з ладу зазначених ТН при певних умовах експлуатації.

Трансформатори НАМИ мають спеціальну схему з'єднання обмоток (рис. 1).



Рис.1. Схема з'єднання обмоток ТН типу НАМИ

Фактично в баці антирезонансного ТН розміщуються два трансформатора (трьохфазний і однофазний), які мають окремі магнітопроводи. В нейтраль високовольтної обмотки трьохфазного трансформатора приєднаний однофазний трансформатор, що вимірює напругу нульової послідовності. Запобіганню ферорезонансу сприяє той факт, що в контур нульової послідовності входить тільки одна індуктивність намагнічування однофазного трансформатора, і цей ферорезонансний контур не має джерела е.р.с.

В даній роботі проведена аналітична оцінка можливості виникнення ферорезонансу ТН типу НАМИ – 10 з ємністю приєднаної мережі.

Для цієї цілі була знята вольт-амперна характеристика заземленої фази ТН НАМИ-10 (рис.1) в діапазоні від нуля до фазної напруги мережі промислової частоти.

Характер отриманої залежності вирізняється явно вираженою нелінійністю і задовільно апроксимується (за допомогою пакету програм Mathcad) з точністю 97–98% наступною функцією:

$$I_m = 0,048 + 19,321U - 3,333U^2 - 0,25U^3 \tag{1}$$

Таке описання характеристики дає можливість на відміну від графічних рішень ферорезонансних процесів [2] аналітично вирахувати граничні значення параметрів реальних мереж, при яких стає можливим ферорезонанс.

При роботі ТН паралельно його фазі ввімкнена фазна ємність мережі (рис.2).

Величина ємнісного струму має лінійну залежність від величини прикладеної напруги:

$$I_C = kU \tag{2}$$

де k - фазна ємнісна провідність мережі, мА/кВ; U - фазна напруга заземленої фази, кВ.

Результуючий струм схеми на рис. 2 виразиться залежністю:

$$I = I_m - I_C = 0,048 + 19,321U - 3,333U^2 + 0,25U^3 - kU$$
(3)

Ферорезонансний зрив [2] із зміною фази струму проходить при досягненні залежністю (3) екстремальної точки М (рис. 3).



Рис. 2. Розрахункова схема, щодо встановлення границі початку розвитку ферорезонансу

Сказане вище є необхідною умовою розвитку ферорезонансу і його невід'ємною рисою.

Вираз (3) дозволяє провести аналіз умови виникнення ферорезонансу для схеми на рис. 2 в діапазоні робочих напруг. Точка М (точка ферорезонансної нестійкості) відповідає точці екстремуму графіка функції (3).

Диференціюючи (3) по величині напруги і прирівнюючи першу похідну до нуля, отримаємо, що при зміні напруги  $0 < U < U_{\phi}$  ( $U_{\phi}$  - фазна напруга мережі) коефіцієнт k змінюється в межах 4,06<k<19,321 [мА/кВ].

Така ємнісна провідність відповідає фазній ємності приєднаної мережі  $0,013 < C_{\phi} < 0,062$  мкФ, що в свою чергу відповідає ємнісному струму однофазного замикання  $0,024 < I_C < 0,116$  А.

У випадку, якщо  $C_{\phi}$  перевищить вказане значення, то для розвитку ферорезонансу буде потрібна напруга більша ніж фазна напруга мережі, тобто при ємності  $C_{\phi}$  більше вказаної, ферорезонанс на основній частоті при металевому замикані на землю неможли-



Рис. 3. Ферорезонанс струмів

В табл. 1 наведені результати розрахунків можливості розвитку ферорезонансу на частоті 50 Гц по описаній вище методиці.

Як видно з розрахунків, для трансформаторів напруги НАМИ-10 ферорезонанс, а як наслідок і його пошкодження можливе при достатньо реальних умовах експлуатації.

Таблиця 1

1 uomini,								
Тип ТН	U <sub>ном</sub> , кВ	Фазна ємність при якій можливий ферорезо- нанс, мкф	Струм, при якому можливий ферорезонанс, А	Відповідна довжина приєднаних ПЛ, км				
НАМИ-10	10	0,013-0,062	0,024-0,116	1,5-7,2				

вий.

### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Плєшков П.Г., Котиш А.І. Один з шляхів запобігання пошкодження трансформаторів напруги в повітряних мережах 10-35 кВ //Електротехніка і електромеханіка. -2002. - №3. - с. 66-67.
- [2] Нейман Л.Г., Калантаров П.Л. Теоретические основы электротехники. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959, ч. II.

Надійшла 23.09.2003

## ТЕРМОМЕХАНИЧЕСКОЕ СОСТОЯНИЕ ИЗОЛЯЦИИ ОБМОТКИ СТАТОРА ПРИ ПУСКЕ ТУРБОГЕНЕРАТОРА

Кучинский К.А., к.т.н. Институт электродинамики НАН Украины Украина, 03680, Киев-57, пр. Победы, 56. тел. (044) 441-25-64.

Описано методику квазістаціонарного розрахунку методом скінченних елементів термомеханічних характеристик ізоляції обмотки статора при пуску турбогенератора ТГВ-200. Наведено результати досліджень переміщень та напружень вузлів стержня у його активній та лобовій частинах, які виникають у процесі пуску.

Описана методика квазистационарного расчета методом конечных элементов термомеханических характеристик изоляции обмотки статора при пуске турбогенератора ТГВ-200. Приведены результаты исследований возникающих в процессе пуска перемещений и напряжений узлов стержня в его активной и лобовой частях.

В настоящее время большинство энергетических электромашин и, в частности, турбогенераторов (ТГ) ТЭС и АЭС, полностью отработали свой расчетный ресурс. Поэтому важнейшей проблемой в энергетическом электромашиностроении является необходимость продления надежной и эффективной эксплуатации ТГ сверх нормативных сроков, установленных соответствующими инструкциями и стандартами.

Необходимо учитывать, что современный этап развития электроэнергетики характеризуется маневренностью ТГ АЭС по реактивной мощности, маневренностью по активно-реактивной мощности, частыми пусками и остановами ТГ ТЭС и ГЭС, обусловленными дефицитом активных и реактивных мощностей. При этом возрастает преимущественное влияние частых циклов пуск - останов на увеличение повреждаемости ТГ и ускоренный износ различных его узлов в маневренных режимах работы.

Наблюдения об отказах и повреждениях узлов ТГ позволили установить, что основными причинами повреждений статора ТГ мощностью 160 - 320 МВт являются повреждения активной стали и обмоток вследствие местных перегревов, ослабления прессовки активной стали и ее вибрации, ослабления пазовых клиньев и крепления лобовых частей обмотки [1].

Как отмечается в работе [10], степень ослабления прессовки сердечника статора существенно зависит от уровней нагрева его железа и обмотки. Существенная неравномерность усилий под гайками стяжных ребер на ТГ мощностью 200, 300 МВт может привести к критическим механическим напряжениям в сердечнике, в особенности в зоне распорок. Вклад в деградацию статора ТГ вносят и термомеханические воздействия в маневренных режимах эксплуатации. Численные эксперименты позволили количественно оценить вклад циклических температурных воздействий на термомеханику статора и определить предельные случаи, когда температурные воздействия могут представлять опасность для сердечника.

Режимы пуска и останова - характерные маневренные режимы ТГ. При изменении нагрузки в основных узлах ТГ возникают неравномерные тепловыделения, что приводит к взаимным перемещениям различных его конструктивных частей.

Повышение локальных тепловых нагрузок, значительное увеличение нагрева активных и концевых частей сердечника статора может привести к его интенсивной деградации и повреждаемости.

Взаимные перемещения стержней обмотки относительно железа статора в связи с различием их коэффициентов теплового расширения могут приводить к повреждениям изоляции и деформациям обмотки.

В работе исследуется влияние нестационарного температурного поля на величины термомеханических перемещений и напряжений в элементах изоляции стержня обмотки статора со стороны турбины в процессе пуска турбогенератора ТГВ-200 мощностью 200 МВт от нуля до номинального значения нагрузки.

Для получения наиболее полных результатов исследования проводились численно при помощи метода конечных элементов (МКЭ) [4, 8].

Общепринятая формулировка МКЭ предполагает отыскание поля перемещений на основе данных температурного поля и термомеханических коэффициентов применяемых материалов, после чего вычисляются компоненты деформаций и напряжений в элементах с учетом соответствующих начальных и граничных условий.

Перемещения рассчитываются в узлах сетки, накладываемой на исследуемую область (железо статора, медь обмотки, изоляция), деформации и напряжения - в элементах.

В процессе минимизации потенциальной энергии упругого тела получаются интегралы, которые входят в уравнения для элементов [8]:

$$[K] = \int_{V} [B]^{T} [D] [B] dV . \tag{1}$$

где [B] - матрица градиентов, связывающая деформации и перемещения; [D] - матрица упругих констант, описывающая механические свойства;  $\{\varepsilon_0\}$  - начальная деформация элемента, связанная с тепловым расширением; [N]- матрица функций формы; X, Y, Z - объемные силы;  $P_x, P_y, P_z$  - поверхностные нагрузки;  $\{P\}$  - вектор-столбец узловых сил.

Для решения задачи в случае плоского напряженного состояния используем треугольный симплекс-элемент с шестью компонентами узловых перемещений.

В результате минимизации матрица жесткости элемента записывается как:

$$[k] = [B]^T \cdot [D] \cdot [B] \cdot t \cdot S, \qquad (3)$$

где t - толщина элемента, S - его площадь.

Вектор нагрузки элемента, обусловленный тепловым воздействием:

$$\{f\} = [B]^T \cdot [D] \cdot \{\varepsilon_0\} \cdot t \cdot S .$$
(4)

Матрица жесткости конечного элемента устанавливает однозначную связь между векторами узловых усилий и узловых перемещений.

Выражения для матриц градиентов, упругих констант, вектора начальной тепловой деформации элемента подробно рассматриваются в работе [7]

Полная система уравнений элемента для расчета неизвестных перемещений *U* в узлах:

$$[k] \cdot \begin{cases} U_{2i-1} \\ U_{2i} \\ U_{2j-1} \\ U_{2j} \\ U_{2m-1} \\ U_{2m} \end{cases} = \{f\}.$$
(5)

Полученная система алгебраических уравнений разрешается методом блочного исключения по Гауссу.

После определения перемещений в узлах компоненты деформации в элементе определяются решением системы:

$$\begin{cases} \varepsilon_{x} \\ \varepsilon_{y} \\ \varepsilon_{xy} \end{cases} = \begin{bmatrix} B \end{bmatrix} \cdot \begin{cases} U_{2i-1} \\ U_{2i} \\ U_{2j-1} \\ U_{2j} \\ U_{2m-1} \\ U_{2m} \end{cases} .$$
 (6)

Компоненты напряжений  $\{\sigma\}^T = [\sigma_x, \sigma_y, \tau_{xy}]$  в элементах вычисляются по закону Гука.

$$\{\sigma\} = [D] \cdot \{\varepsilon\} - [D] \cdot \{\varepsilon_0\}$$
(7)

либо через узловые перемещения:

$$\{\sigma\} = [D] \cdot [B] \cdot \{U\} - [D] \cdot \{\varepsilon_0\}.$$
(8)

Приведенные выше теоретические положения реализованы в виде пакета прикладных программ для ПЭВМ на языке ФОРТРАН.

Областью исследований являлась наиболее нагретая половина нижнего стержня (пазовая и лобовая части) обмотки статора ТГВ-200 со стороны турбины.

Для расчета термомеханических характеристик использовались установившиеся (экспериментальные) пространственные распределения уровней нагревов меди, изоляции стержня и основных составляющих сердечника статора (коронки, середина, основания зубцов, ярмо) в аксиальном направлении от середины генератора до концевых зон со стороны турбины в номинальном режиме по результатам работ [2, 9].

Для исследования перемещений и напряжений использовались следующие коэффициенты теплового расширения, модули упругости и коэффициенты Пуассона соответственно:

1 – для изоляции [6]:  $\alpha = 1,35 \cdot 10^{-5} 1/^{\circ} \text{ C}$ ,  $E = 1,85 \cdot 10^{4} \text{ МПа}$ ,  $\mu = 0,39$ ; 2 – для меди [6]:  $\alpha = 1,7 \cdot 10^{-5} 1/^{\circ} \text{ C}$ ,  $E = 1,1 \cdot 10^{5} \text{ МПа}$ ,  $\mu = 0,33$ ; 3 – для сердечника статора [3]:  $\alpha = 1,1 \cdot 10^{-5} 1/^{\circ} \text{ C}$ ,  $E = 1,25 \cdot 10^{5} \text{ МПа}$ ,  $\mu = 0,30$ .

Предполагалось, что процесс пуска ТГВ-200 из холодного состояния осуществлялся за 20 мин (т.е. скорость набора нагрузки от нуля до номинальной мощности составляла 10 МВт/мин). При этом собственно нестационарный тепловой процесс рассматривался для промежутка времени 50 мин с целью достижения температурами соответствующих узлов статора (стали сердечника, меди обмотки, изоляции стержня) своих установившихся значений (или достаточного приближения к ним).

На первом этапе предварительно рассчитывались перемещения на половине сердечника статора в аксиальном сечении в зависимости от времени по известному соотношению:

$$u_{i\,cp}(t_i) = \alpha_{Fe} \cdot l_{0\,Fe} \cdot T_{i\,Fe}(t_i), \qquad (9)$$

где  $l_{0 Fe} = 2,5$  м – начальная длина половины сердечника статора.

Изменение температуры стали  $T_{i Fe}(t_i)$  в интервале времени  $\Delta t_{0,20} = 0 \div 20$  мин описывается зависимостью:

$$T_{i Fe}(t_i) = T_{(i-1)Fe}(t_{i-1}) + \frac{T_{HOM Fe}}{\Delta t_{0+20}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_{Fe}}}\right), \quad (10)$$

где  $T_{i \ Fe}(t_i)$  - температура в определенной пространственной точке сердечника статора в момент времени  $t_i$ ;  $T_{(i-1) \ Fe}(t_{i-1})$  - соответственно темпера-тура сердечника статора в момент времени  $t_{i-1}$ ;  $T_{HOM} \ Fe$  - установившаяся температура сердечника статора в режиме номинальной нагрузки;  $\Delta t_{0,20} = 20$  мин - время процесса пуска;  $t_i$  - текущий момент времени;  $T_{Fe}$ =10 мин - тепловая постоянная времени железа статора.

В промежутке времени  $\Delta t_{20\div50} = (20 - 50)$  мин предполагается, что кривая нагрева описывается суммой экспонент:

$$T_{iFe}(t_i) = \frac{T_{HOM.Fe}}{\Delta t_{0+20}} \sum_{k=0}^{\Delta t_{0+20}-1} \left( 1 - e^{-\frac{t_i - k\Delta t}{T_{Fe}}} \right),$$
(11)

где  $\Delta t = 1$  мин - шаг по времени нестационарного процесса нагрева. На рис. 1 показано изменение нагрева в середине модели сердечника статора (кривая 1).



Полученные величины перемещений сердечника статора для каждого момента времени  $t_i$  (рис. 2) служат граничными условиями I рода для узлов модели лобовых частей обмотки в местах вязки стержней к опорным кронштейнам и кольцам бандажами из стеклошнура.



## Рис. 2. Перемещения U<sub>x</sub> узлов в середине модели сердечника статора при пуске ТГВ-200

Относительно характера нагрева изоляции в пазовой и лобовой частях стержня при пуске ТГ необходимо отметить следующее. Результаты работы [5] показали, что "изоляция в электрических машинах (ЭМ) нагревается значительно быстрее стали, а с медью – одинаково, и для правильного выбора мощности ЭМ при нерегламентированных перегрузках ее по току следует учитывать постоянную времени нагрева меди обмоток, поскольку температура меди и изоляции одинакова, а основным информационным параметром о надежной работе ЭМ является температура изоляции". Таким образом, нагрев изоляции в зоне лобовых частей описывается аналогичными (10) и (11) зависимостями:

в интервале времени  $\Delta t_{0 \div 20} = (0 - 20)$  мин

$$T_{i,no\delta}(t_i) = T_{iCu}(t_i) = T_{(i-1)Cu}(t_{i-1}) + \frac{T_{noMCu}}{\Delta t_{0+20}} \cdot \left(1 - e^{-\frac{t_i}{T_{Cu}}}\right) , \quad (12)$$

где  $T_{Cu} = 3$  мин - тепловая постоянная времени меди обмотки;

в интервале времени  $\Delta t_{20\pm 50} = (20 - 50)$  мин

$$T_{i,no\delta}(t_i) = T_{iCu}(t_i) = \frac{T_{HOM.Cu}}{\Delta t_{0+20}} \sum_{k=0}^{\Delta t_{0+20}-1} \left(1 - e^{-\frac{t_i - k\Delta t}{T_{Cu}}}\right).$$
(13)

В пазовой же части стержня (активной зоне ТГ) температуры изоляции для каждого момента времени принимались равными средним значениям между уровнями нагревов стали и меди с учетом соответствующего характера их изменения.

Повышение температур изоляции при пуске ТГВ-200 в середине пазовой и лобовой частей стержня обмотки отражает рис. 1 (соответственно кривые 2 и 3).

Приближенное численное решение МКЭ задачи термоупругости имеет вид компактного ряда значений перемещений в узлах и напряжений в элементах модели.

Представление об изменении величин узловых перемещений по оси x на внешней границе изоляции в середине пазовой (кривая 1) и лобовой (кривая 2) частей стержня обмотки в зависимости от времени дает рис. 3.



Рис. 5. Перемещения О<sub>x</sub> узлов изоляции в середине назовой и лобовой частей стержня обмотки статора при пуске ТГВ-200

Из полученных результатов следует, что нелинейный характер изменения узловых перемещений изоляции обусловлен соответствующими начальными и граничными условиями в исследуемой области. Максимальные величины наблюдаются в конце процесса пуска и зависят от уровней нагревов стали зубца и меди обмотки.

В работе [4] отмечается, что напряжения в материале, находящемся внутри конечного элемента, определяются разностью между существующими и начальными деформациями тела, обусловленными температурными воздействиями.

Компоненты термомеханических напряжений в элементах изоляции нижнего стержня при пуске ТГ приведены на рис. 4 (кривые 1, 2 - соответственно по осям x и y в середине пазовой части; кривые 3, 4 - по осям x и y в середине лобовой зоны).



Рис. 4. Напряжения  $\sigma_x$ ,  $\sigma_y$  в элементах изоляции в середине пазовой и лобовой частей стержня обмотки

статора при пуске ТГВ-200

Результаты исследований показали, что рассчитанные значения термомеханических напряжений в элементах изоляции по оси x при пуске ТГ в конце процесса набора нагрузки по абсолютной величине существенно меньше предела ее прочности (80 - 90 МПа) (кривые 1, 3), а по оси y близки или даже превышают ее разрывную прочность.

Таким образом, неравномерный характер нагрева ТГ в кратковременном режиме пуска

перемещения вызывает взаимные обмотки и сердечника, дополнительные И уже опасные термомеханические напряжения материалов, что повышает износ изоляции и может привести к снижению эксплуатационной надежности машины. Кроме того, при большом числе тепловых циклов ТГ (периодические пуски - остановы) возможны повреждения как в концевых зонах, так и в средней части статора.

### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

1. В работе описана методика квазистационарного численного расчета термомеханических характеристик изоляции стержня обмотки статора при пуске турбогенератора.

2. Выявлены общие закономерности распределения перемещений и напряжений в элементах при работе ТГ с переменной нагрузкой.

3. В конце процесса набора нагрузки значения термомеханических напряжений в элементах изоляции по оси *у* близки или даже превышают ее разрывную прочность, что может привести к снижению надежности машины.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Азбукин Ю.И., Аврух В.Ю. Модернизация турбогенераторов. - М.: Энергия, 1980. - 232 с.
- [2] Беднарчук Ю.В., Гринченко Н.Г., Езовит Г.П. и др. Исследования режимов и усовершенствование конструкций мощных турбогенераторов (турбогенераторы типа ТГВ-200 и ТГВ-200М). - К: Наук. думка, 1972. - 178 с.
- [3] Глебов И.А., Данилевич Я.Б. Научные основы проектирования турбогенераторов. - Л.: Наука, 1986. - 184 с.
- [4] Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике.-М.: Мир, 1975. – 541 с.
- [5] Карпенко В.Н., Политучий А.И. Моделирование процесса многоступенчатого нагрева электрических машин//Техн. електродинаміка. - 2002. - Тем. вип. Ч.5. - С. 35 - 38.
- [6] Кулаковский В.Б. Работа изоляции в генераторах: Возникновение и методы выявления дефектов. - М.: Энергоиздат, 1981. – 256 с.
- [7] Кучинский К.А. Исследование термомеханических перемещений и напряжений в изоляции статорной обмотки мощного турбогенератора//Електротехніка і Електромеханіка. - 2003. - № 1. - С. 60 - 63.
- [8] Сегерлинд Л. Применение метода конечных элементов.-М.: Мир, 1979.- 392 с.
- [9] Счастливый Г.Г., Федоренко Г.М., Выговский В.И. Турбо- и гидрогенераторы при переменных графиках нагрузки. - К.: Наук. думка, 1985. - 208 с.
- [10] Шидловский А.К., Федоренко Г.М., Кузьмин В.В. Фундаментальные и прикладные исследования в области энергетического электромашиностроения на пороге Ш-го тысячелетия//Новини енергетики. - 2001. -Спец. вип. № 9. - С. 20 - 28.

Поступила 28.09.2003

# ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ МАШИН ПРИ РАЗЛИЧНЫХ УРОВНЯХ НАСЫЩЕНИЯ

Ларин А.М., к.т.н., доц., Ламари Абдессалем, Ларина И.И., к.т.н., доц. Донецкий национальный технический университет Украина, 83000, Донецк, ул. Артема, 58, ДонНТУ, кафедра "Электрические системы" тел. (0622) 91-03-07, E-mail: lam@elf.dgtu.donetsk.ua

Викладені основні положення методу визначення частотних характеристик провідності з боку обмотки статора асинхронної машини, які відповідають різним значенням насичення магнітного кола. Метод засновано на експериментальних даних, які реєструються при підключенні нерухомої електричної машини або машини, що обертається, до трифазного джерела живлення при різних величинах напруги.

Изложены основные положения метода определения частотных характеристик проводимости со стороны обмотки статора асинхронной машины, соответствующих различным значениям насыщения магнитной цепи. Метод основан на экспериментальных данных, регистрируемых при подключении неподвижной или вращающейся электрической машины к трехфазному источнику питания при различных величинах напряжения.

### ВВЕДЕНИЕ

Одним из наиболее прогрессивных путей повышения надежности и технико-экономической эффективности электрических машин (ЭМ) следует признать использование для исследований их математических моделей, адекватно отражающих реальные физические процессы [1]. Проводимые для этого расчеты должны основываться на уточненном описании электромагнитных свойств ЭМ переменного тока, обусловленных вытеснением тока в роторных контурах и насыщением путей магнитных потоков. Это обуславливает актуальность задачи совершенствования существующих моделей ЭМ в направлении большей их физической обоснованности, а также создания алгоритмов моделирования переходных процессов, обеспечивающих быстрое и наглядное получение результатов с заданной точностью решения практических задач. Современные методы анализа позволяют рассматривать переходные процессы с учетом многих контуров на роторе с помощью частотных методов, основанных на свойствах интеграла Фурье и преобразования Лапласа [2-4]. Под частотными характеристиками (ЧХ) здесь понимается зависимость комплексных значений проводимости со стороны обмотки статора y(js) = 1/x(js) от скольжения или частоты тока в роторе. Применение (ЧХ) позволит также повысить точность учета насыщения на параметры переходного режима. При таком подходе к расчету нет ограничения на необходимость сохранения ЧХ определенного вида. Поэтому для расчетов с учетом влияния насыщения может быть использовано семейство экспериментальных ЧХ, учитывающих насыщение в функции тока при заданном напряжении на статоре в исходном режиме. Определение такого семейства характеристик требует проведения серии однотипных экспериментов, отличающихся вариацией начальных условий.

В настоящее время имеются методики определения электромагнитных параметров (ЭМП) и ЧХ с учетом насыщения путей магнитных потоков ЭМ [5-8]. К неточностям указанных методик следует отнести то, что условия проведения опытов либо отличаются от реальных условий эксплуатации (ЭМ неподвижна) [5, 8], либо соответствует различным магнитным состояниям электрических машин [6], поскольку токи в обмотках статора и роторных контурах изменяются в несколько раз.

В [9] предложен метод определения ЧХ проводимости со стороны обмотки статора ЭМ с симметричной конструкцией ротора, основанный на данных измерений токов и напряжений при включении в сеть заторможенной машины. Условия проведения опытов практически обеспечивают условие постоянства периодической составляющей тока статора. Следовательно, можно утверждать, что получаемые этим методом ЧХ соответствуют заданному уровню насыщения в зависимости от величины приложенного напряжения. Однако, имеет место погрешность в определении ЧХ и ЭМП даже в условиях идеализированного (математического) эксперимента. Это свидетельствует о неполном соответствии между принятой в [9] математической моделью асинхронной машины (АМ) и реальным объектом.

Целью настоящей работы является уточнение метода экспериментального определения ЧХ АМ, соответствующих заданному уровню насыщения магнитной цепи, по данным опытов подключения их к источнику трехфазного напряжения.

### ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПЕРЕХОДНОГО ТОКА СТАТОРА ПРИ ВКЛЮЧЕНИИ ЭМ В СЕТЬ

В [9] принята математическая модель, в соответствии с которой, изменение изображающего вектора тока обмотки статора (i(t)) в синхронно вращаю- $\frac{-s}{s}$ 

щихся координатах при включении заторможенного асинхронного двигателя (АД) в сеть, определяется уравнением:

$$i_{-s}(t) = i_{-s0(t=0)} + (i_{-s1(t=0)}e^{-t/T_a} + \sum_{k=1}^{N} I_{s2k}e^{j\alpha_2}e^{-t/T_k})e^{-j\omega t}$$
(1)

В (1) приняты следующие обозначения:

i - вектор установившегося тока статора, -s0(t=0)

который определяется по ЧХ для значения скольжения *s* =1:

$$i_{-s0(t=0)} = y(js)_{s=1};$$
 (2)

i - вектор апериодической составляющей -s1(t=0)

переходного тока в начальный момент времени: определяется по точке ЧХ при скольжении s = 0:

$$i_{-s1(t=0)} = -y(js)_{s=0}.$$
 (3)

 $T_a$  - постоянная времени затухания апериодического тока статора;  $I_{s2\ k}$ ,  $T_k$  - начальные значения и постоянные времени, составляющих свободного периодического тока статора; N - количество контуров на роторе;  $\alpha_2$  - аргумент вектора полного периодического тока i в начальный момент времени. -s2(t=0)

Неточность принятой в [9] модели обусловлена допущением того, что векторы всех составляющих переходного периодического тока статора в начальный момент совпадают по фазе с результирующим вектором i. Модули их определяются как проекции  $-s^{2}(t=0)$ 

действительных векторов i на направление вектора  $-s2_k$ 

 $i_{-s2(t=0)}$ . Кроме того, предложенный в [9] метод может

быть применен только для случая включения в сеть заторможенной асинхронной машины (AM).

Рассмотрим более универсальную математическую модель, позволяющую определять переходные токи статора при включении в сеть АМ, вращающейся с любым заданным скольжением.

На рис.1 приведена векторная диаграмма в начальный момент подключения к источнику трехфазного напряжения неподвижного АД.

Расчет с учетом влияния активного сопротивления в цепи обмотки статора производится в следующей последовательности.

Рассчитывается ЧХ с учетом влияния активного сопротивления обмотки статора  $y_r(js)$ :

$$y_r(js) = \frac{j}{r_s + jx(js)}.$$
 (4)

Определяется вектор установившегося тока статора по характеристике  $y_r(js)$  для заданного скольжения *s*, в момент включения:

$$i_{-s0(t=0)} = y_r(js) \tag{5}$$

В дальнейшем этот вектор будет вращаться с синхронной скоростью, т.е.

$$i_{-so}(t) = i_{-so(t=0)} \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} .$$
(6)

Апериодическая составляющая переходного тока i в момент t = 0 определяется по точке характе-s1(t=0)



Рис 1. Векторная диаграмма в начальный момент подключения к сети неподвижного АД

ристики  $y_r(js)$  при скольжении –(1-s):

$$i_{-s1(t=0)} = -y_r (js)_{s=-(1-s)}.$$
 (7)

Изменение во времени апериодического тока подчинено следующему закону

$$i_{-s1}(t) = i_{-s1(t=0)} e^{j\omega_c \omega t} \cdot e^{-t/T_a}$$
. (8)

Собственная частота вращения  $\omega_c$  и электромагнитная постоянная времени  $T_a$  определяются по ЧХ для того же значения скольжения -(1-s):

$$\omega_c = \operatorname{Im}[y_r(js)_{s=-(1-s)}] \cdot r_s .$$
(9)

$$T_a = \frac{1}{\operatorname{Re}[y_r(js)_{s=-(1-s)}] \cdot r_s \cdot \omega} \,. \tag{10}$$

Начальное значение вектора переходного периодического тока i рассчитывается из условия -s2r(t=0)

i + i + i + i = 0, поскольку до включе- $s0_{(t=0)} - s1_{(t=0)} - s2_{r(t=0)} = 0$ ,

ния ЭМ в сеть ток в обмотке статора отсутствовал. Следовательно,

$$i_{-s2r(t=0)} = -i_{-s1(t=0)} - i_{-s0(t=0)} .$$
(11)

Закон изменения периодического затухающего тока во времени с учетом влияния активного сопротивления в обмотке статора будет таким

$$i_{-s2r}(t) = \left(\sum_{k=1}^{N} i_{-s2r\ k} \cdot e^{-t/T_{rk}}\right) \cdot e^{j \cdot (1-s)\omega \cdot t}, \quad (12)$$

где  $i_{-s2rk}$ ,  $T_{rk}$  - начальные значения и постоянные

времени затухания составляющих периодического тока с учетом влияния активного сопротивления обмотки статора.

Начальные значения комплексов *i* состав-

ляющих тока *i* вычисляются следующим образом: -s2

$$i_{-s2rk} = i_{-s2k} \frac{i_{-s2r(t=0)}}{i_{-s2(t=0)}},$$
 (13)

где i - составляющие, определяемые без учета -s2k

активного сопротивления в обмотке статора:

$$i_{-s2k} = i_{-s2k(s=-(1-s)} - i_{-s2k(s=s)} = \frac{r_k}{(jr_k + (1-s)x_k)(r_k + jsx_k)};$$

$$i_{-s2(t=0)} = \sum_{k=1}^N i_{-s2k}.$$
(14)

Постоянные времени *T<sub>rk</sub>* затухания соответствующих составляющих равны

$$T_{rk} = \frac{1}{\alpha_{rk}}; \ \alpha_{rk} = \frac{r_k}{x_k} (1 + r_s \frac{\frac{1}{x_k} \frac{r_k}{x_k}}{\left(\frac{r_k}{x_k}\right)^2 + (1 - s)^2}, \ (15)$$

где  $r_k x_k$  - параметры эквивалентной схеме замещения  $\Gamma$  – образного типа (рис.2), адекватной частотной характеристике y(js) без учета активного сопротивления статорной обмотки.



Рис.2. Схема замещения АМ Г-образного типа

Тогда, закон изменения изображающего вектора переходного тока статора во времени в неподвижных осях при условии постоянства скольжения описывается следующим уравнением:

$$i_{-s}(t) = i_{-s0(t=0)} e^{j\omega t} + i_{-s1(t=0)} e^{j\omega_c \omega t} e^{-t/T_a} + \sum_{k=1}^{N} i_{-s2rk} e^{j(1-s)\omega t} e^{-t/T_k}.$$
(16)

Полученное математическое соотношение позволяет по ЧХ проводимости со стороны обмотки статора и соответствующим параматрам схемы замещения (рис.2) аналитически представлять переходную функцию тока статора при включении в сеть АМ, вращающей с постоянным скольжением. Следовательно, задача может имееть и обратное решение, т.е. по экспериментальной переходной функции тока статора можно рассчитывать параметры схемы замещения Г-образного типа и соответствующей ей ЧХ.

Однако, практическое осуществление экспериментальных исследований, при включении AM в сеть с заданным неизменным скольжением даже в условиях испытательных стендов электромашиностроительных заводов и НИИ крайне затруднительно. Поэтому правомочна постановка задачи рассмотрения частных случаев, связанных с включением в сеть неподвижных AM с заторможенным ротором или вращающихся с синхронной скоростью.

В последнем случае метод целесообразно использовать, например, для определения электромагнитных параметров асинхронных генераторов ветровых электростанций. Автоматика управлением асинхронными генераторами ветровых ЭС настроена таким образом, чтобы включение их в сеть происходило при синхронной скорости вращения.

Для определения закона изменения переходного тока статора при подключении неподвижной или вращающейся с синхронной скоростью AM к источнику трехфазного напряжения используется изложенный выше алгоритм. При этом необходимо иметь в виду, что значение скольжения s = 1 в первом случае, и s = 0 - во втором. Скорости вращения ротора соответственно равны  $\omega_r = (1-s) = 0$  и  $\omega_r = (1-s) = 1$ .

Таким образом, уравнение (16) представляет собой математическую модель изображающего вектора тока в обмотке статора при включении в сеть неподвижной (s = 1) или вращающейся с синхронной (s = 0) скоростью АМ. В соответствии с этой моделью могут быть предложены алгоритмы определения параметров схемы замещения, приведенной на рис.2 и соответствующей ей частотной характеристики y(js)по данным опытов включения в сеть неподвижной или вращающейся с синхронной скоростью АМ.

## МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АСИНХРОННЫХ МАШИН

Рассмотрим вначале случай включения в сеть неподвижной машины, имеющей несколько обмоток на роторе.

Предполагаются известными следующие параметры АМ: индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора  $x_{\sigma}$ ; активное сопротивление обмотки статора  $r_s$  и индуктивное сопротивление ветви намагничивания  $x_{\mu}$ , которые могут быть взяты из каталожных данных, или определены экспериментально. В опыте необходимо регистрировать мгновенные значения трех фазных токов и одного напряжения.

По данным измерения мгновенных величин токов в трех фазах определяются значения модуля обобщенного вектора переходного тока статора для различных моментов времени:

$$I_{son}(t_l) = \sqrt{\frac{2}{3}(i_a^2(t_l) + i_b^2(t_l) + i_c^2(t_l))},$$
  

$$l = 1, 2, ..., n, \qquad (17)$$

где *п* - количество измерений переходных токов.

По данным измерений фазных токов и напряжений в установившемся режиме после включения машины в сеть определяется модуль ( $I_{sr 0}$ ) и аргумент ( $\alpha_{r 0}$ ) вектора тока  $i_{-sr 0}$ , которые отражают влия-

ние активного сопротивления обмотки статора  $r_s$  .

Рассчитывается начальное значение вектора апериодической составляющей тока включения неподвижной машины на источник трехфазного напряжения  $i_{-sr1(t=0)}$  и постоянная времени его затухания  $T_{ra}$ :

$$i_{-sr1(t=0)} = \frac{U}{x_{\sigma} + x_{\mu} + \frac{r_s}{j}},$$

$$T_{ra} = \frac{1}{\operatorname{Re}[i_{-sr1(t=0)}] \cdot r_s \omega},$$
(18)

где *U* – напряжение, подводимое к обмотке статора в опыте включения.

В соответствии с (11) определяется модуль  $I_{sr20}$ и аргумент  $\alpha_{r2}$  вектора тока i в начальный -sr2(t=0)

момент времени:

$$i_{-sr2(t=0)} = I_{sr20} e^{j\alpha_{r2}}$$
 (19)

Представим составляющие его векторы *i* 

следующим образом:

$$i_{-s2rk} = I_{s2rk} e^{j \arg_k} , \qquad (20)$$

где  $I_{s2rk}$ ,  $\arg_k$  - модуль и аргумент вектора *k*-ой составляющей переходного периодического тока статора (рис. 1).

Тогда, в уравнении (16) неизвестными будут начальные значения модулей  $I_{s2rk}$  и аргументы  $\arg_k$ , а также постоянные времени  $T_{rk}$  затухания составляющих периодического тока i. В общем случае,  $-sr^2$  при наличии на роторе N числа контуров, их нахождение требует решения оптимизационной задачи.

Оптимизации подлежит функция, которая определяет значения модулей изображающего тока статора для различных моментов времени:

$$I_{s}(t, I_{s2rk}, \arg_{k}, T_{rk}) = Mod[I_{sr0}e^{t\Omega r_{0}} + (i_{-sr1(t=0)}e^{-t/T_{ra}} + \sum_{k=1}^{N}I_{s2rk}e^{i\arg_{k}}e^{-t/T_{rk}})e^{-j\omega t}].$$
(21)

Для отыскания неизвестных может быть использована функция универсального математического пакета MathCad "Civen......Minerr".

С помощью этой функции определяются значения  $I_{s2rk}$ ,  $\arg_k$  и  $T_{rk}$ , входящие в правую часть уравнения (21), при которых модуль рассчитываемой правой части уравнения (21) минимально отличается от модуля экспериментально полученной в соответствии с (17) левой части ( $I_{son}(t)$ ) для всех заданных значений времени, т.е.

$$I_{s}(t_{l}, I_{s2rk}, \arg_{k}, T_{rk}) = I_{son}(t_{l});$$
  

$$k = l, 2...N; \quad l = 1, 2, 3...n.$$
(22)

Таким образом, в результате оптимизации функции (22) находим векторы составляющих переходного периодического тока статора с учетом влияния актив-

ного сопротивления:  $i_{-s2rk} = I_{s2rk}e^{j\arg_k}$ .

Дальнейший расчет заключается в определении

ISBN 966-593-254-3

параметров Г-образной эквивалентной схемы замещения и соответствующей ей ЧХ. Для этого:

Вычисляется изображающий вектор установившегося тока статора без учета активного сопротивления.

$$i_{-s0(t=0)} = \frac{1}{\frac{1}{I_{sr0}e^{j\alpha_{r0}}} - \frac{r_s}{j}}.$$
 (23)

Этот вектор представляет собою значение комплекса частотной характеристики y(js) без учета активного сопротивления статора при значении s = 1.

Рассчитывается вектор апериодической слагаемой тока статора, соответствующий значению ЧХ y(js) при s = 0.

$$i_{-s1(t=0)} = -\frac{1}{x_{\mu} + x_{\sigma}}$$
. (24)

Находится значение вектора переходного периодического тока статора в начальный момент времени без учета активного сопротивления в цепи обмотки статора *i* , представляющий собою комплекс-*-s2(t=0)* 

ную проводимость роторных контуров при скольжении s = 1.

$$i_{-s2(t=0)} = -(i_{-s0(t=0)} + i_{-s1(t=0)}).$$
(25)

Векторы отдельных составляющих тока *i* -s2(t=0)

без учета  $r_s$  определяются пересчетом соответствующих слагаемых, учитывающих влияние активного сопротивления, умножением на комплексный коэффициент, характеризующий отношение полных векторов *i* и *i* , т.е.

$$i_{-s2k} = i_{-s2rk} \frac{i}{\sum_{k=1}^{N} i_{-s2rk}} .$$
(26)

Определяются значения индуктивных и активных сопротивлений Г- образной эквивалентной схемы замещения:

$$x_{k} = -\frac{\lim[i]_{-s2k}}{Mod[i]_{-s2k}^{-s2k}}; \quad r_{k} = \frac{x_{k}}{T_{k}\omega}, \quad (27)$$

где 
$$T_k = \frac{1}{\alpha_k \omega}$$
;  $\alpha_k = \frac{1}{T_{rk} \omega} - Mod[i_{-s2k}]r_s$ .

Выражение для определения ЧХ в соответствии со схемой замещения, приведенной на рис.2, имеет вид:

$$y(js) = \frac{1}{x_{\mu} + x_{\sigma}} + \sum_{k=1}^{N} \frac{js}{r_k + jsx_k}.$$
 (28)

Проведение серии опытов при различных значениях напряжения, позволит получить семейство ЧХ, соответствующих различным уровням насыщения путей магнитных потоков.

Рассмотрим теперь включение в сеть AM, вращающейся с синхронной скоростью.

Отличие от опыта включения неподвижной АМ заключается в том, что модуль и аргумент вектора

апериодической составляющей тока статора  $I_{sr10}$ ,  $\alpha_{r1}$ , определяемые, в рассматриваемом случае, комплексом проводимости при значении скольжения s = -1, экспериментально не могут быть определены и, следовательно, являются неизвестными. Неизвестными являются также модули  $I_{s2rk}$ , аргументы  $\arg_k$  и постоянные времени  $T_{rk}$  векторов отдельных слагаемых переходного периодического тока статора i, которые входят в правую часть уравне-s2r ния (21).

Тогда, при пренебрежении вращением апериодической составляющей тока статора ( $\omega_c = 0$ ) оптимизации подлежит функция, которая определяет значения модулей изображающего тока статора для различных моментов времени:

$$I_{s}(t, I_{sr10}, \alpha_{r1}, T_{a}, I_{s2rk}, \arg_{k}, T_{rk}) =$$

$$= Mod[I_{sr0}e^{i\alpha r_{0}} + I_{sr10}e^{j\arg_{1}}e^{-t/T_{ra}}e^{-j\omega t} + \sum_{k=1}^{N} I_{s2rk}e^{i\arg_{k}}e^{-t/T_{rk}}].$$
(29)

В результате определяются значения  $I_{sr10}$ ,  $\alpha_{r1}$ ,  $T_{ra}$ ,  $I_{s2rk}$ ,  $\arg_k$  и  $T_{rk}$ , входящие в правую часть уравнения (29), при которых модуль рассчитываемой правой части уравнения минимально отличается от модуля экспериментально полученной по (17) левой части ( $I_{son}(t)$ ) для всех заданных значений времени.

Таким образом, в результате оптимизации функции (29) находятся векторы составляющих переходного периодического тока статора с учетом влияния активного сопротивления:  $i_{-s2rk} = I_{s2rk} e^{j \arg_k}$ .

Дальнейший расчет ведется в следующей последовательности.

Определяется изображающий вектор установившегося тока статора без учета активного сопротивления.

$$\frac{i}{I_{sr0(t=0)}} = \frac{1}{\frac{1}{I_{sr0}e^{j\alpha_{r0}}} - \frac{r_s}{j}}.$$
 (30)

Этот вектор представляет собою значение комплекса ЧХ y(js) без учета активного сопротивления статора при значении скольжения s = 0.

Вычисляется вектор апериодической слагаемой тока статора, соответствующий значению ЧХ y(js) при s = -1.

$$\frac{i}{I_{s1(t=0)}} = \frac{1}{-\frac{1}{I_{sr10}e^{j\alpha_{r1}}} - \frac{r_s}{j}}.$$
 (31)

Значения вектора переходного периодического тока статора в начальный момент времени без учета активного сопротивления в цепи обмотки статора *i* и векторов отдельных составляющих без уче--s2(t=0) та *r<sub>s</sub>* определяются аналогично случаю включения неподвижной ЭМ по соотношениям (25) и (26).

В соответствие с выражением (27) определяются значения индуктивных и активных сопротивлений Гобразной эквивалентной схемы замещения:

При этом, активные сопротивления могут рассчитываться с учетом допущения, что активное сопротивление в обмотке статора не влияет на значения постоянных времени роторных контуров электрической машины, вращающейся с синхронной скоростью, т.е.  $T_k \approx T_{rk}$ .

Предложенные способы экспериментального определения ЧХ при включении в сеть машины без внешних индуктивных сопротивлений могут быть использованы и в том случае, если в цепи обмотки статора имеются дополнительные индуктивности. В реальных электрических системах такими внешними индуктивными сопротивлениями могут быть трансформаторы, питающие линии электропередачи, сопротивления системы, имеющей ограниченную мощность короткого замыкания.

В этом случае рассчитывается ЧХ характеристика проводимости  $y_{x_{g_{H}}}(js)$  АМ с учетом дополнительного внешнего сопротивленя  $x_{g_{H}}$ , т.е.

$$y_{x_{GH}}(js) = \frac{1}{\frac{1}{y(js)} + x_{GH}}.$$
 (32)

Из (32) может быть найдена ЧХ *y*(*js*) собственно асинхронной машины:

## ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧАСТОТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК АМ

Достоверность изложенных в работе теоретических положений метода оценивалась путем проведения идеализированного (математического) эксперимента (ИЭ). В ИЭ эталонным сигналом являются кривые изменения трех фазных токов и одного напряжения, вычисляемые по заданным значениям параметров общепринятой (Т-образной) схемы замещения АД путем численного интегрирования дифференциальных уравнений равновесия напряжений в контурах машины (уравнения Парка-Горева) методом Рунге-Кутта четвертого порядка. Исследования проводилось для АД типа ДАЗО 1914-10/12A (850 кВт; 6 кВ; 118 А), имеющего три контура на роторе. Определялись ЧХ по данным математического моделирования переходного процесса при пуске заторможенной и вращающейся с синхронной скоростью машины. Исследования показали, что без учета влияния активного сопротивления обмотки статора рассчитанные и исходные ЧХ практически совпали. При учете активного сопротивления максимальная погрешность в области значений скольжений от 0,001 до 0,03 о.е. составляет 12,6 %. В области частот от 0,03 до 1,0 отличие исходной и рассчитанной частотных характеристик не превышает 6,4 %.

Экспериментальным путем определялось семейство ЧХ асинхронного двигателя типа 4A90L4У3 ( $P_{HOM} = 2,2$  кВт;  $U_{HOM} = 380$  В;  $I_{HOM} = 4,9$  А;

 $Cos \phi = 0.83$ ;  $n_{HOM} = 1420$  об/мин), соответствующих различным уровням насыщения. В качестве исходных данных принимались следующие паспортные данные (о.е.):  $x_{\sigma} = 0.083$ ;  $r_s = 0.057$ ;  $x_{\mu} = 2.708$ . Было про-изведено восемь опытов включения заторможенного АД в сеть при разных напряжениях. Последние изменялись в пределах от 0.131 о.е. до 0.549 о.е. с шагом примерно равным 0.065 о.е. В опытах с помощью цифрового регистратора фирмы "РЕКОН" измерялись три фазных тока и одно фазное напряжение.

Полученные по предложенной методике амплитудные логарифмические частотные характеристики для некоторых значений напряжений (0,252 - кривая 1: 0,423 - кривая 2; 0,549 - кривая 3) приведены на рис.3. Во всех исследуемых случаях АД удалось представить одним демпферным контуром.



Анализ полученных ЧХ позволил установить, что имеет место тенденция к увеличению амплитудных значений тока статора с увеличением подаваемого на АД напряжения. Величина максимального отличия модулей комплексной проводимости для исследуемого диапазона напряжений составляет 2,4 раза при скольжении 0,03 о.е. Увеличение амплитудных значений пусковых токов ( $Mod[y(js)_{s=1}]$ ) происходит в меньшей степени и составляет 1,19 раз.

Анализ фазных частотных характеристик, показанных на рис.4, свидетельствует о том, что с увеличением степени насыщения путей магнитных потоков, фазы комплексных проводимостей при одинаковых значениях скольжения наоборот уменьшаются.



При этом степень уменьшения аргумента проводимости существенно зависит от скольжения. Так в области скольжений от 0,001 до 0,4 о.е. фаза уменьшается по закону близкому к экспоненциальному. В области скольжений от 0,5 до 1 изменение фазы практически отсутствует. При изменении напряжения в опытах от 0,131 о.е. до 0,549 о.е. фаза при скольжении s=1 уменьшилась в 2,45 раза.

Изменение аргумента комплексной проводимости приводит к изменению критического скольжения ЧХ (круговой диаграммы). Так в опыте, выполненном при включении АД на напряжение 0,131 о.е., критической скольжение оказалось равным 0,2 о.е. При подаче на неподвижный двигатель напряжения 0,549 о.е. критическое скольжение снизилось до 0,085 о.е., т.е в 2,35 раза.

На рис.5 приведена зависимость изменения сверхпереходного сопротивления  $x^{"}$  исследуемого АД в функции пускового тока статора.



Анализ изменения  $x^{"}$  позволил получить аналитическое выражение в функции тока статора при значении последнего более 0,5 о.е.

$$x''(I) = 0.19 + 0.05e^{-I/1.7}$$
. (34)

Опыт включения в сеть вращающейся с синхронной скоростью электрической машины производился для асинхронного генератора Новоазовской ветровой электрической станции типа AГB-280L4-ДМ2 ( $U_{HOM} = 380 B$ ,  $P_{HOM} = 110 \kappa Bm$ ,  $I_{HOM} = 206,7$  A,  $Cos\phi_{HOM} = 0,86$ ,  $\eta: 0,94$ ).

Каталожные данные параметров обмотки статора указанной электрической машины имеют следующие значения:  $x_{\sigma} = 0.081 \text{ o.e.}$ ;  $r_s = 0.014 \text{ o.e.}$ 

В цепи обмотки статора в момент включения машины в сеть были включены кабельная линия и трансформатор типа ТМ-1000, имеющие следующие суммарные внешние индуктивное и активное сопротивления (o.e.):  $x_{e\mu} = 0,0139$  и  $r_{e\mu} = 0,026$ .

В опыте с помощью цифрового регистратора фирмы "PEKOH" измерялись токи и напряжения всех трех фаз.

По данным измерения мгновенных токов по (17) рассчитывалось изменение во времени модуля изображающего вектора тока статора (рис.6, сплошная линия).

В соответствии с предложенным методом были найдены параметры двухконтурной Г-образной схемы замещения (рис.2), учитывающие наличие внешнего сопротивления в цепи обмотки статора:  $x_1 = 0,193$ ;

### $r_1 = 0,012$ ; $x_2 = 0,381$ ; $r_1 = 0,127$ .

Двухконтурная эквивалентная схема замещения общепринятого Т – образного типа, также учитывающая наличие внешнего индуктивного сопротивления имеет следующие параметры:  $x_{\sigma l} = 0,147$ ;  $r_l = 0,0165$ ;  $x_{\sigma 2} = 0,035$ ;  $r_2 = 0,027$ .

Для полученной схемы замещения по программе, реализующей алгоритм численного интегрирования уравнений Парка-Горева методом Рунге-Кутта четвертого порядка, был рассчитан переходный процесс при включении асинхронного генератора, вращающегося с синхронной скоростью на параллельную работу с сетью с учетом внешних сопротивлений трансформатора связи и кабельной линии. Рассчитанная зависимость изменения модуля изображающего вектора тока статора приведена на рис.6 (штриховая линия). Наибольшая погрешность составляет 13,7 % в области значений времени от 0,07 до 0,1 С. На других интервалах времени погрешность не превышает 6,2 %.



Рис.6. Изменение модуля вектора изображающего тока статора АМ АГВ-280L4-DM2

На рис.7. приведена частотная характеристика асинхронного генератора АГВ-280L4-ДМ2 без учета внешних сопротивлений.



Рис.7. ЧХ асинхронного генератора АГВ-280L4

Вывод. Предложенный метод позволяет по данным измерений токов и напряжений при включении в сеть неподвижных или вращающихся с синхронной скоростью АМ определять их ЧХ проводимости со стороны обмотки статора с учетом многоконтурности ротора и насыщения путей магнитных потоков.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Пути повышения технико-экономических показателей и развития теории электрических машин // Вісник НТУ "ХПІ". - 2001. - №17. -С. 24-27.
- [2] Казовский Е.Я., Рубисов Г.В. Переходные процессы в синхронных машинах при анормальных режимах в энергосистеме. – СПб.: Наука, 1994. – 172 с.
- [3] K. Rechberger. H. Koefler. Analytical Approach to Calculate the Transient State of Doubly Fed Synchronous Machines employing the Steady State Circle Diagram of the Machine / 15<sup>th</sup> International Conference on Electrical Machines "ICEM 2002", Brugge, Belgium, August 25-28, 2002, Conference Record, CD-disk, paper 629.
- [4] A. Larin, A. Abdessalem. Computer simulation of the transient in AC machines at short-circuits and connections to a network on the basis of the experimental frequencyresponse characteristics // 9<sup>th</sup> International Symposium on Short-circuit currents in power systems, SCC'2000, Cracow, October 11-13, 2000. - P. 39-45.
- [5] Рогозин Г.Г. Определение электромагнитных параметров машин переменного тока. Новые экспериментальные методы. – К.: Техніка, 1992. – 168 с.
- [6] Рогозин Г.Г., Ларин А.М., Ларина И.И. Определение зависимости параметров эквивалентного демпферного контура турбогенератора от начального значения тока короткого замыкания // Электротехника. – 1999. - №12. – С. 14-17.
- [7] Donesku V., Charette A., Yao Z., Rajagopalan V. Modeling and simulation of saturated induction motors in phase quantities // IEEE Trans. Energy Convers. – 1999. – 14, 3. – P. 386-393.
- [8] Verbeeck Jef, Pintelon Rik, Lataire Philippe. Influence of saturation on synchronous machine parameters in standstill frequency response test // IEEE Trans. Energy Convers. – 2000. – 15, 3. – P. 277-283.
- [9] Ларин А.М., Абдессалем Ламари. Экспериментальное определение частотных характеристик асинхронных двигателей по данным опытов включения их в сеть // Вісник Східноукраїнського нац. ун.-ту. - 2001. - №3 (37). -С. 175-183.

Поступила 05.09.2003

## АНАЛИЗ ФАЗОВЫХ СООТНОШЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВЕЛИЧИН В ТУРБОГЕНЕРАТОРЕ НА ОСНОВЕ ЧИСЛЕННЫХ РАСЧЕТОВ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

### Милых В.И., д.т.н., проф., Полякова Н.В.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", кафедра "Общая электротехника" тел. (0572) 40-04-27, факс (0572) 40-06-01, E-mail: mvikpi@kpi.kharkov.ua

На підставі чисельних розрахунків магнітних полів турбогенератора визначено фазові співвідношення магнітних потокозчеплень і ЕРС його трифазної обмотки. Магнітні поля розглядались як роздільно від дії обмоток ротора і статора, так і при накладенні цих полів і ще при розрахунках магнітного поля в режимі навантаження.

На основе численных расчетов магнитных полей турбогенератора определены фазовые соотношения магнитных потоксоцеплений и ЭДС его трехфазной обмотки. Эти поля рассматривались раздельно от действия обмоток ротора и статора, при наложении этих полей и при расчетах в режиме нагрузки.

### ВВЕДЕНИЕ

В классической теории электрических машин переменного тока [1-3] анализ электромагнитных и энергетических процессов проводится на основе фазовых (временных) соотношений токов, напряжений, ЭДС, магнитодвижущих сил (МДС), магнитных потоков и др. Это касается и синхронных машин, где важную роль играет специфичный для них, так называемый, угол нагрузки, который наглядно вводится посредством векторных диаграмм.

Как известно, векторные диаграммы строятся на основе ряда условностей и упрощений в определении представляемых на них величин. К этим условностям относятся рассмотрение магнитных полей в зазоре, тогда как непосредственное преобразование энергии происходит в проводниках якорной обмотки (начиная, например, с возбуждения ЭДС). Кроме того, насыщение магнитопровода в режиме нагрузки если и учитывается, то лишь косвенно. Тем не менее, векторные диаграммы дают наглядно соотношения электрических и магнитных величин, в том числе и упомянутый угол нагрузки. Такие количественные и фазовые соотношения умозрительно переносятся и на магнитные поля в реальных электрических машинах.

Однако классические методы расчета электрических машин не дают возможности определения этих соотношений для магнитных полей непосредственно в конструкции машин. А все это становится возможным на основе численных методов расчета электромагнитных полей [4]. Но, к сожалению, вопросы эффективного использования этих методов для электрических машин еще недостаточно проработаны. Как правило, за редким исключением, расчет полей оказывается демонстрационным, т.е. без дальнейшего использования для анализа процессов и параметров электрических машин. Поэтому, в общем плане, актуально развитие системы методов эффективного исследования и разработки электрических машин именно на основе численных расчетов магнитных полей, которые дают возможности как уточнения решений традиционно рассматриваемых задач, так и получения ранее недостижимых решений.

Именно в таком аспекте формулируется цель данной работы - анализ фазовых соотношений электрических и магнитных величин в синхронных машинах на основе численных расчетов магнитных полей. А так как численные расчеты требуют конкретных объектов приложения, то в данном случае для иллюстрации представляемого подхода к обусловленному анализу используется турбогенератор (ТГ) мощностью порядка 200 МВт, уже рассматривавшийся в [5]. К основным данным ТГ, используемым здесь, относятся его электромагнитная система, представленная на рис.1, а также параметры: радиус ротора - 0,537 м; немагнитный зазор - 0,1 м; число витков на фазу обмотки статора  $w_a=10$ ; расчетная длина -  $l_a=5,29$  м; номинальные фазные напряжение U<sub>ф</sub>=9093 В и ток I<sub>a</sub>=8625 А; частота f=50 Гц; коэффициент мощности соѕф=0,85; схема обмотки статора - «звезда»; относительное укорочение шага этой обмотки β=4/5.



Рис.1. Расчетная модель турбогенератора: выделены фазы обмотки статора *A-A'*, *B-B'*, *C-C'*; даны принятые положительные направления тока и координат *r*, φ

### МЕТОДИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ АНАЛИЗА

Чтобы подготовиться к анализу соотношений магнитных полей в режиме нагрузки ТГ, проведем предварительную подготовку необходимой информации, используя примерно тот же подход к ее определению на основе численных расчетов магнитных полей, который представлен в [6,7], хотя и на примере ТГ нетрадиционной конструкции.

Магнитное поле предполагалось плоскопараллельным, его расчеты проводились в поперечном сечении ТГ (рис.1), где это поле описывалось в полярных координатах ( $r, \varphi$ ) известным дифференциальным уравнением

$$\frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left[\nu r\frac{\partial A_z}{\partial r}\right] + \frac{1}{r^2}\frac{\partial}{\partial \varphi}\left[\nu\frac{\partial A_z}{\partial \varphi}\right] = -J_z, \qquad (1)$$

где  $A_z$ ,  $J_z$  - аксиальные составляющие векторного магнитного потенциала (ВМП) и плотности тока;  $\nu$  - удельное магнитное сопротивление (УМС).

Уравнение (1) решалось численно методом конечных разностей (МКР) [8] с использованием необходимых для практической его реализации усовершенствований [9,10]. Так как обмотка статора (рис.1) не имела осей симметрии, то для оперирования с нею во всех расчетных режимах минимальной областью расчета являлось полюсное деление, а соответствующие граничные условия для ВМП представлялись уже в [5-7]. В такой области расчета использовалась полярная сеточная модель с числом линий окружности  $j_m$ =41 и числом радиальных линий  $i_m$ =139.

Главной особенностью анализа электромагнитных взаимодействий в ТГ здесь является уход от традиционного рассмотрения магнитных полей в зазоре и условно выделяемых полей рассеяния. Анализ строится на непосредственном оперировании с магнитными потокосцеплениями (МПС) фазной обмотки статора, определяемыми по полному магнитному полю, соответствующему каждому конкретно рассматриваемому режиму возбуждения или работы ТГ.

Так как магнитное поле в ТГ получается в виде распределения ВМП, то исходное значение МПС определяется, как и в [5-7], по формуле

$$\Psi_{\rm e_{\pi}} = \frac{2}{S_A} \int_{S_A} A_z \, dS \,, \tag{2}$$

где интегрирование проводится по общей площади поперечного сечения  $S_A$  сторон секций фазной обмотки статора в пределах расчетной области. Исходное значение МПС  $\Psi_{eg}$  по (2) является единичным, то есть будет приходиться на единицу аксиальной длины и один усредненный виток фазной обмотки.

В процессе проводимого анализа отсчет углов  $\phi$  будем вести, как показано на рис.1. Угловое положение фазной зоны обмотки статора определяется положением ее оси, перпендикулярной усредненной плоскости конкретной фазной обмотки. Так на рис.1 фазная обмотка *А*-*А*' лежит в плоскости, перпендикулярной оси ротора, и значит здесь оси этой обмотки и ротора совпадают (положение  $\phi=0$ ).

Если после расчета магнитного поля в каком либо режиме найти МПС по формуле (2) для фазной обмотки статора, находящейся в позиции, соответствующей рис.1, то это будет только некоторое мгновенное значение МПС. Тогда как в процессе работы ТГ его ротор со своим полем и магнитное поле обмотки статора вращаются и в каком то из их положений у фазной обмотки МПС будет максимальным. Для того, чтобы найти это положение (что даст возможность определить физическую ось намагничивания ТГ в конкретном режиме), а также найти амплитуду МПС, применим следующий методический подход.

При фиксированной структуре рассчитанного магнитного поля будем располагать условно фазную обмотку статора (структуру ее секций) в разных угловых позициях относительно ротора, определяя каждый раз МПС по формуле (2). Так получится зависимость  $\Psi_{eq}(\phi)$  для фазной обмотки, которую можно разложить в гармонический ряд Фурье [11]

$$\Psi_{\rm eg} = \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} \Psi_{m,k} \cos(k\varphi + \zeta_k) .$$
(3)

Ориентируясь далее на основную - первую гармоническую составляющую этой функции, по ее начальной фазе  $\zeta_1$  можно установить непосредственно направление оси намагничивания ТГ.

При вращении ротора угловое положение фазной обмотки относительно него

$$\varphi = \omega t , \qquad (4)$$

где  $\omega = 2\pi f$  - угловая частота. Поэтому координатная функция (3) преобразуется во временную функцию  $\Psi_{eq}(t)$ . Если рассматривается магнитное поле только обмотки ротора, то это соответствует истине. Если же в создании магнитного поля участвует и обмотка статора, то это будет основано на допущении, что в турбогенераторе вращается именно такая структура магнитного поля, которая рассчитана при фиксированных токах в обмотке статора и положении ротора.

Основываясь на изложенном, по амплитуде МПС  $\Psi_{m,1}$  первой гармоники находится соответствующее действующее значение фазной ЭДС

$$E_1 = 4,44 f w_a l_a \Psi_{m,1}$$
(5)

для любого режима возбуждения ТГ.

### РЕЗУЛЬТАТЫ РАСЧЕТОВ

Исходным явился расчет магнитного поля, создаваемого обмоткой ротора.

В результате серии расчетов при изменении МДС обмотки ротора  $F_f$  последовательными приближениями была найдено ее значение  $F_{fX}$ =127 кА (на два полюса), при котором по формуле (5) получается в режиме холостого хода (ХХ) ЭДС, равная номинальному фазному напряжению  $U_{\phi}$ .

Картина магнитного поля в этом режиме проиллюстрирована линиями равного ВМП на рис.2,а, причем максимальное значение ВМП составило  $A_{max} = 0,4564 \text{ BG}/\text{M}$  .

По распределению ВМП посредством вычислений на основе формулы (2) была сформирована функция (3) и для первой гармонической составляющей получена амплитуда МПС  $\Psi_{m,1} = 0,779$  Вб/м. Амплитуды высших гармонических по отношению к  $\Psi_{m,1}$  имеют порядок  $10^{-4}$ , за исключением третьей гармоники, хотя и у неё относительное значение также невелико: 0,0066. Так что функцию (3) в режиме XX можно считать практически синусоидальной.

Несмотря на то, что в режиме XX магнитное поле симметрично относительно оси ротора, для первой гармоники МПС фазной обмотки в (3) начальная фаза  $\zeta_1 = 0.9^\circ$  (в градусах), что объясняется геометрической несимметрией двухслойной укороченной обмотки статора. Следовательно, ее ось намагничивания (на рис.2,а обозначена стрелкой  $F_f$ ) имеет такой же сдвиг относительно оси ротора. Аналогичный фазовый сдвиг относительно положения оси вращающегося ротора имеет и временная функция МПС.

По амплитуде МПС определяется амплитудное значение удельной взаимной магнитной проводимости обмотки ротора и фазы обмотки статора

$$\Lambda_{mfA} = \frac{\Psi_{m,1}}{F_{fX}} = 6,097 \text{ }\Gamma\text{H/M.}$$
(6)

В режиме номинальной нагрузки в ТГ фазная ЭДС должна практически соответствовать номинальному напряжению. Поэтому и МПС от результирующего магнитного поля по величине аналогично тому, что было при XX. Следовательно, и насыщение магнитопровода в этих режимах будет примерно одинаковым, хотя и при смещении осей намагничивания. Последнее дало основание зафиксировать в области расчета распределение УМС, как и при номинальном напряжении в режиме XX, и на этом фоне провести расчеты магнитных полей обмотки статора, предполагая, что они будут соответствовать тем долям результирующего магнитного поля, какую они обеспечат и в режиме номинальной нагрузки.

Сначала было рассчитано магнитное поле одной фазной обмотки статора при амплитуде ее номинального тока  $I_{ma} = \sqrt{2}I_a$ . Соответствующая картина магнитного поля проиллюстрирована на рис.2,6, причем в этом случае  $A_{max} = 0.5525$  Вб/м.

Теперь формула (2) дала единичное собственное МПС фазной обмотки  $\Psi_A$ , исходя из чего получена собственная удельная магнитная проводимость фазы обмотки статора

$$\Lambda_A = \frac{\Psi_A}{F_{\phi,m}} = 7,736 \cdot 10^{-6} \ \Gamma_{\rm H} / \,\rm{m} \,, \qquad (7)$$

где  $F_{\phi,m} = I_{ma} w_a$  - амплитуда фазной МДС.

Рассчитано было также магнитное поле сразу трех фаз обмотки статора при задании в них токов для момента времени *t*=0 по формулам

$$i_{A} = I_{ma} \cos(\omega t); \quad i_{B} = I_{ma} \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi);$$
  
 $i_{C} = I_{ma} \cos(\omega t + \frac{2}{3}\pi),$  (8)

так что в фазе A-A' мгновенное значение тока задавалась равным амплитуде тока, в других фазах - ее половине. Соответствующая картина магнитного поля дана на рис.3,а и в этом случае  $A_{max} = 0,7612$  Вб/м.



Рис.2. Магнитные поля ТГ: а - поле обмотки ротора; б - поле фазы *А-А* ' обмотки статора



моменты времени: a - t=0: б -  $t = 159,7\frac{T}{360}$  с

Теперь по формуле (2) определяется единичное МПС, куда входят и взаимные МПС фазных обмоток. Используя, как и ранее, разложение МПС в гармони-

ческий ряд (3), нашли амплитуду основной гармоники  $\Psi_{m,1}$ , а затем и результирующую удельную магнитную проводимость фазы обмотки статора

$$\Lambda_S = \frac{\Psi_{m,1}}{F_{\phi,m}} = 11,2 \cdot 10^{-6} \ \Gamma_{\rm H} \,/\,{\rm m} \,. \tag{9}$$

Полученное значение  $\Lambda_S$  отличалось от  $\Lambda_A$  в 1,448 раза, тогда как по теории электрических машин [1-3] при использовании полей только в воздушном зазоре должно быть 1,5.

Поэтому, учитывая, что в режиме нагрузки действуют все три фазные обмотки, далее использовали именно  $\Lambda_S$  и получили синхронное индуктивное сопротивление обмотки статора

$$X_d = 2\pi f \ l_a \Lambda_S w_a^2 , \qquad (10)$$

которое составило 1,861 Ом.

Заметим, что для чистоты вычислительного эксперимента используем магнитные поля и параметры ТГ в прямолинейной части. При необходимости можно учесть и лобовое рассеяние, например, на основе расчетов магнитного поля в торцевой зоне ТГ [5].

Интересно, что при симметричной системе токов (8) и расположении фазных обмоток на рис.3,а, как и на рис.1, ось собственного намагничивания (помечена стрелкой  $F_S$ ) трехфазной обмотки из-за упомянутой ее несимметрии оказалась смещена относительно оси ротора на угол 0,9°.

Проведенные расчеты позволяют определить действующие значения ЭДС в фазной обмотке статора от поля обмотки ротора в режиме нагрузки

$$E_{fN} = \sqrt{\left(U_{\phi}\cos\phi\right)^2 + \left(E_S + U_{\phi}\sin\phi\right)^2}, \qquad (11)$$

где ЭДС от поля реакции якоря в фазной обмотке

$$E_S = X_d I_a; \tag{12}$$

фазовый сдвиг между фазными напряжением и током  $\phi = \arccos(0,85) = 31,8^{\circ}$ .

ЭДС  $E_S$  можно было бы определить сразу по формуле (5), используя соответствующее значение  $\Psi_{m,1}$  и не прибегая к посредству сопротивления  $X_d$ .

На основе формул, подобных (5) и (6), по величине  $E_{fN}$  получается необходимая МДС обмотки ротора в режиме нагрузки

$$F_{fN} = \frac{E_{fN}}{4,44f w_a l_a \Lambda_{mfA}}.$$
 (13)

Вычисления по конкретным параметрам ТГ дали значения:  $E_{s.}$ =16050 В;  $E_{fN}$ =22230 В;  $F_{fN}$ =310 кА.

На базе этих данных на рис.4 построена по известным правилам [2,3] векторная диаграмма ТГ, иллюстрирующая соотношения напряжения, ЭДС и МПС фазной обмотки, а также соответствующие фазовые сдвиги, которые предположительно должны иметь место в режиме номинальной нагрузки. На диаграмме обозначены МПС фазной обмотки  $\Psi_f$  и  $\Psi_S$ , которые обусловлены соответственно магнитными полями обмотки ротора и трехфазной обмотки стато-



Рис.4. Векторная диаграммы МПС и ЭДС

ра, а также результирующее МПС  $\Psi_N$ . Падение напряжение на активном сопротивлении пренебрежительно мало.

Из диаграммы определяются угол нагрузки

$$\theta = \arctan\frac{E_S + U_{\phi} \sin \varphi}{U_{\phi} \cos \varphi} - \varphi = 37.9^o \quad (14)$$

и угол сдвига осей намагничивания обмотки ротора и обмотки статора

$$\beta = \varphi + \theta + 90 = 159,7^{\circ}.$$
(15)

Чтобы получить необходимый поворот магнитного поля обмотки статора на такой угол β, в формулах (8) было задано соответствующее время

$$t = \frac{\beta}{360}T, \qquad (16)$$

где Т - период изменения всех величин в ТГ.

При определенных токах в фазах обмотки статора и опять на фоне насыщения из режима XX был проведен расчет магнитного поля трехфазной обмотки статора. Картина такого поля представлена на рис.3,6 и в этом случае  $A_{max} = 0.7556$  Вб/м.

Уже описанным приемом с использованием МПС (2) и разложения зависимости  $\Psi_{eg}(\varphi)$  в ряд вида (3) для первой гармоники определилась начальная фаза  $\zeta_1 = 160,6^\circ$ . Соответствующее положение оси намагничивания на рис.3,6 помечено стрелкой  $F_S$ . Если учесть, что при *t*=0 положение оси намагничивания соответствовало  $\zeta_1 = 0,9^\circ$  (рис.3,а), то действительно произошел необходимый поворот этой оси на заданный по (15) угол  $\beta$ .

С учетом неизменного состояния магнитопровода ТГ было проведено наложение магнитных полей

$$A_{zN} = A_{zX} \frac{F_{fN}}{F_{fX}} + A_{zS},$$
(17)

где  $A_{2X}$ ,  $A_{2S}$  - распределения ВМП в режиме XX и от повернутого на угол  $\beta$  поля обмотки статора. Полу-

ченная картина магнитного поля представлена на рис.5 и в этом случае  $A_{max} = 0,5565 \text{ B6}/\text{M}$ .



Рис.5. Картина магнитного поля, полученная суммированием полей обмоток ротора и статора

По результирующему распределению ВМП  $A_{zN}$  была найдена угловая зависимость МПС  $\Psi_{eq}(\varphi)$  и найдено посредством разложения (3) положение оси намагничивания результирующего магнитного поля, обозначенной на рис.5 стрелкой  $F_N$ , здесь же показаны направления осей намагничивания  $F_f$  и  $F_S$  от составляющих магнитных полей.

Рассчитанное по распределению магнитных полей смещение осей намагничивания соответствует исходным фазовым сдвигам величин на векторной диаграмме (рис.4). По амплитуде первой гармоники МПС фазной обмотки от результирующего поля определена соответственно ее результирующая ЭДС. Действующее значение этой ЭДС практически совпадало с тем значением, которое было определено и в режиме XX.

Полученные результаты засвидетельствовали правильность построений расчетов и соответствие фазовых соотношений электромагнитных величин, рассчитанных по векторной диаграмме и определенных по магнитным полям. И все это дало основание для непосредственного расчета магнитного поля в режиме нагрузки при найденной ранее МДС обмотки ротора  $F_{fN}$ , номинальном токе обмотки статора, при задании по (8) мгновенных значений фазных токов с определенным по (16) значением времени t, а также с нахождением в процессе расчета поля насыщения магнитопровода, соответствующего режиму нагрузки.

Как и в предыдущих случаях, было определено положение оси намагничивания в условиях результирующего поля, а также действующее значение результирующей фазной ЭДС, которое составило 8450 В.

Изменения фазной ЭДС, по сравнению с вариантом наложения полей, произошло из-за изменения насыщения магнитопровода. Заметно изменились, по сравнению с рис.4 и рис.5, и фазовые соотношения электромагнитных величин. Поэтому, чтобы обеспечить в режиме номинальной нагрузки соответствующее значение номинального напряжения, была найдена расчетами по методу последовательных приближений необходимая величина МДС обмотки ротора  $F_{fN}$ , которая составила 330 кА.

Рассчитанная картина магнитного поля в режиме номинальной нагрузки представлена на рис.6. Для этого поля получилось  $A_{max} = 0,5575$  Вб/м.



Рис.6. Картина поля ТГ в режиме нагрузки

Проведенные расчеты МПС подтвердили получение необходимой результирующей фазной ЭДС, а также дали расположение результирующего угла намагничивания  $\zeta_{1,N} = 32,2^\circ$ . А чтобы проявить роль обмоток ротора и статора, были рассчитаны раздельно магнитные поля этих обмоток при определенном в режиме нагрузки насыщении магнитопровода ТГ (распределении УМС).

Так было установлено, что в сложившихся условиях ось намагничивания (применительно к проводниковой структуре фазной обмотки) полем ротора расположилась под углом  $\zeta_{1,f} = -2^\circ$ , ЭДС от этого поля составила E<sub>fN</sub> = 22270 В. Аналогичные величины ОТ поля обмотки статора составили  $\zeta_{1,S} = 158,9^{\circ}$ , ЭДС  $E_S = 15620$  В. Векторы МПС названных расчетных режимов представлены также на рис.6, а на рис.7 - соответствующие картины магнитных полей (для обмотки ротора поля  $A_{max} = 1,1065 \text{ B6} / \text{m}$ , обмотки статора  $A_{max} = 0,7329$  B6/m).

Используя обозначения величин и их фазовые соотношения по рис.4, определим угол нагрузки ТГ, как фазовый сдвиг между осями намагничивания фазной обмотки, соответствующими МПС  $\Psi_N$  и  $\Psi_f$ .



Рис.7. Картины магнитных полей обмотки ротора - а и обмотки статора - б, рассчитанные на фоне насыщения магнитопровода из режима нагрузки Тогда этот угол

$$\Theta = \zeta_{1,N} - \zeta_{1,f} = 34,2^{\circ}, \qquad (18)$$

в то время как ранее, при расчетах магнитных полей на фоне состояния магнитопровода из режима XX, было  $\Theta = 37,9^{\circ}$ . Учитывая что в выражениях энергетических параметров TГ используется sin  $\Theta$  [2,3], по этой составляющей расчетное изменение составляет 8,5%.

Фазовый сдвиг между осями намагничивания, соответствующими МПС  $\Psi_S$  и  $\Psi_f$  (рис.4 и рис.6),

$$\beta = \zeta_{1,S} - \zeta_{1,f} = 160,9^{\circ}, \tag{19}$$

Исходя из (15), на долю фазового сдвига  $\varphi$  между фазными напряжением и током обмотки статора остается 36,7° вместо исходных 31,8°. По параметру соs $\varphi$ , определяющему энергетические данные ТГ, изменение между вариантами расчетов с условным (по режиму XX) и реалистичным (по режиму нагрузки) насыщением магнитопровода составило 5,9%.

Очевидно, чтобы удовлетворить исходным данным ТГ ( $U_{\phi}$ ,  $I_a$ ,  $\cos \phi$ ) в режиме нагрузки, можно в принципе подобрать соответствующие значения МДС обмотки ротора  $F_{fN}$  и времени *t* для задания мгновенных значений токов (8) в обмотке статора. Однако это выходит за рамки данной статьи. Ясно только, что на основе классических методов расчета электрических машин сразу выбрать эти значения и обеспечить необходимые фазовые соотношения всех электромагнитных величин без существенной погрешности не удается.

### выводы

1. Угловые положения осей намагничивания ТГ в различных режимах можно определить посредством использования магнитных потокосцеплений фазной обмотки статора, осуществляя поиск взаимного положения ротора и условно перемещаемой фазной зоны обмотки статора, при котором первая гармоническая составляющая этого потокосцепления максимальна. Найденное так положение осей намагничивания наиболее близко к расположению разделительной силовой линии магнитного поля в обмоточном слое статора.

2. Если во всех расчетных режимах (возбуждение обмоткой ротора, возбуждение обмоткой статора, а также их совместным действием) принять неизменным магнитное состояние магнитопровода, то получаемые фазовые соотношения электромагнитных величин практически совпадают с определенными на базе классических методик расчета. При реальном насыщении магнитопровода в режиме нагрузке фазовые соотношения претерпевают изменения, которые для энергетических параметров турбогенератора приводят к погрешностям порядка (6..9)%.

3. Очевидна целесообразность дальнейшего совершенствования методов проектирования электрических машин на основе использования численных расчетов магнитных полей. Задача, которую при этом следует решить, заключается в необходимости разработки методик, позволяющих результаты численных расчетов магнитных полей эффективно трансформировать в конкретные параметры разрабатываемых электрических машин.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Рихтер Р. Электрические машины. Т.2. Синхронные машины и одноякорные преобразователи. Л.-М.: ОНТИ, 1936.-688 с.
- [2] Вольдек А.И. Электрические машины. Л.: Энергия, 1978.- 832 с.
- [3] Костенко М.П., Пиотровский Л.М. Электрические машины. В 2-х ч. Ч.2- Машины переменного тока. Л.: Энергия, 1973.-648 с.
- [4] Демирчан К.С., Чечурин В.Л. Машинные расчеты электромагнитных полей.- М.: Высш.школа, 1986.-240 с.
- [5] Милых В.И., Дубинина О.Н. Численный расчет магнитного поля в концевой зоне турбогенератора в режиме нагрузки // Електротехніка і електромеханіка.-2003.-№1.-С.64-69.
- [6] Милых В.И., Данько В.Г., Полякова Н.В. Методология поверочного электромагнитного расчета полностью сверхпроводникового криотурбогенератора на основе решения полевых задач // Електротехніка і електромеханіка.-2002.-№1.-С.43-48.
- [7] Милых В.И., Полякова Н.В. Анализ магнитного поля и электродвижущих сил в полностью сверхпроводниковом криотурбогенераторе (и объективный взгляд на реакцию якоря) // Електротехніка і електромеханіка.-2002.-№2.-С.47-52.
- [8] Erdelyi E.A., Fuchs E.F. Nonlinear Magnetic Field Analysis of dc Machines. Part I: Theoretical Fundamentals. Part II: Application of the improved treatment // IEEE Trans. Power Appar. and Syst. 1970. PAS-89, `7, p.1546-1564.
- [9] Милых В.И. Расчет электромагнитного поля в поперечном сечении электрических машин // Электротехника.-1982.-№12. -С.46-49.
- [10] Милых В.И. Принцип компенсации геометрических искажений при конечно-разностных полевых расчетах // Техническая электродинамика.-1989.-№6.-С.20-26.
- [11] Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров. М.: Наука, 1973.- 832 с.

Поступила 29.08.2003

ISBN 966-593-254-4

## ТЕПЛОВЫЕ РАСЧЕТЫ НЕСТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМОВ РАБОТЫ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ РЕГУЛИРУЕМЫХ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Петрушин В.С., д.т.н., доц., Якимец А.М., Кобрин В.Л. Одесский национальный политехнический университет Украина, 65044, Одесса, пр-т Шевченко, 1, ОНПУ, кафедра "Электрические машины" тел. (0482) 28-84-94, E-mail: viktor\_petrushin@ukr.net

Пропонується універсальна еквівалентна теплова схема, що дозволяє виконувати теплові розрахунки нестаціонарних режимів роботи асинхронних двигунів за різних систем охолодження. Розглянуто використання универсальної теплової схеми для теплових розрахунків асинхронних двигунів регульованних електроприводів.

Предлагается универсальная эквивалентная тепловая схема, позволяющая выполнить тепловые расчеты нестационарных режимов работы асинхронных двигателей при различных системах охлаждения. Рассмотрено использование универсальной тепловой схемы для тепловых расчетов асинхронных двигателей регулируемых электроприводов.

Нагрев асинхронного двигателя (АД) зависит от режима его работы и величины нагрузки. В режимах, отличных от продолжительного S1, на нагрев АД оказывают влияние соотношения длительности периодов работы и пауз между ними или периодов работы с полной и частичной нагрузкой, характер протекания переходных процессов.

В регулируемых электроприводах (ЭП) двигатели чаще всего работают в перемежающемся режиме S8. Этот режим характеризуется сменой периодов работы с неизменной нагрузкой на одной частоте вращения, периодами работы на другой частоте вращения с иной, но также неизменной нагрузкой, соответствующей этой частоте. Цикл включает в себя периоды работы попеременно на двух и более частотах вращения и периоды переходов от одних частот вращения к другим. При переходных процессах от одной установившейся частоты вращения к другой увеличиваются потери, что влияет на рост температур конструктивных элементов. Характер протекания переходных процессов зависит от коэффициента инерции FI, определяемого как отношение суммы момента инерции ротора и приведенного к валу двигателя момента инерции приводного механизма к моменту инерции ротора. Кроме этого, режим S8 характеризуется относительной (в процентах к длительности цикла) продолжительностью нагрузки на каждой из частот вращения. Анализ температур конструктивных элементов АД регулируемых ЭП, в частности наиболее важного элемента — обмотки статора, должен выполняться с учетом работы двигателя в заданном режиме.

Регулируемые ЭП отличаются типами полупроводниковых преобразователей, видами регулирования и законами управления, используемыми в них. Двигатели таких ЭП могут иметь как различные исполнения, так и различные конструкции систем охлаждения. Поэтому должна быть предусмотрена возможность учитывать при тепловых расчетах как в установившихся, так и в переходных режимах все разнообразие конструктивных решений систем охлаждения АД. Особенно целесообразно для АД регулируемых ЭП применение независимого охлаждения. Наиболее эффективным для таких расчетов представляется метод эквивалентных тепловых схем замещения (ЭТС) [1,2,3]. Универсальная ЭТС (рис.1) регулируемых асинхронных двигателей (РАД) дает возможность вести нестационарные тепловые расчеты в двигателях закрытого (IP44, IP54) и защищенного (IP22, IP23) исполнений как с принудительным, так и с самоохлаждением, а также с использованием в системе вентиляции аксиальных и радиальных вентиляционных каналов.



Рис.1. Универсальная эквивалентная тепловая схема замещения АД для анализа неустановившихся тепловых процессов

В ЭТС для тепловых расчетов нестационарных режимов, составленной на основании универсальной эквивалентной тепловой схемы замещения РАД для стационарных тепловых расчетов [4], учитывается то, что конструктивные элементы электрической машины обладают определенными теплоемкостями *C<sub>i</sub>*, значения которых зависят от используемых материалов и их геометрических размеров.

При переходных процессах некоторые тепловые проводимости между конструктивными элементами АД изменяются при регулировании частоты вращения, изменяются. Такие проводимости изображены на схеме как переменные. Проводимости, изображенные как переменные пунктиром, изменяются при самоохлаждении и остаются неизменными при обдуве независимым вентилятором.

При решении задачи определения превышения температур различных конструктивных частей электрической машины над температурой окружающей среды в рассматриваемую эквивалентную схему замещения включены следующие конструктивные части АД:

- Сердечник статора (зубцы и спинка) со средней температурой перегрева θ<sub>1</sub>, теплоёмкостью C<sub>1</sub> и мощностью тепловыделения ΔP<sub>1</sub> (магнитными потерями в сердечнике с учетом добавочных потерь в стали статора).
- Короткозамкнутая клетка ротора и зубцы ротора со средней температурой перегрева θ<sub>2</sub>, теплоёмкостью C<sub>2</sub> и мощностью тепловыделения ΔP<sub>2</sub> (сумма всех потерь основных и добавочных в стержнях ротора, короткозамкнутых кольцах и в магнитной системе ротора).
- Пазовая часть обмотки статора со средней температурой перегрева θ<sub>3</sub>, теплоёмкостью C<sub>3</sub> и мощностью тепловыделения ΔP<sub>3</sub>.
- Лобовые части обмотки статора со средней температурой нагрева θ<sub>4</sub>, теплоёмкостью C<sub>4</sub> и мощностью тепловыделения ΔP<sub>4</sub>.
- Внутренний воздух (ВВ) со средней температурой θ<sub>5</sub>, теплоёмкостью C<sub>5</sub> и мощностью тепловыделения ΔP<sub>5</sub>, обусловленной внутренними вентиляционными потерями.
- 6. Станина со средней температурой перегрева *θ*<sub>6</sub>, теплоёмкостью *C*<sub>6</sub>.
- 7. Подшипниковые щиты со средней температурой *θ*<sub>7</sub>, теплоёмкостью *C*<sub>7</sub>.

В ЭТС РАД (рис.1) представлены следующие тепловые проводимости:

 $\Lambda_1$  – проводимость между пакетом статора и охлаждающей средой (при бескорпусном исполнении).

 $\Lambda_{1,2}$  – проводимость воздушного зазора между сердечником статора и ротором.

*А*<sub>1.3</sub> – проводимость изоляции пазовой части обмотки от меди обмотки к сердечнику статора.

 $A_{1.5} = A_{\rm pkc} + A_{\rm akc} + A_{\rm пов}$  – проводимость от пакета статора к ВВ, состоит из проводимостей:  $A_{\rm pkc}$  – от радиальных вентиляционных каналов статора,  $A_{\rm akc}$  – от аксиальных вентиляционных каналов статора,  $A_{\rm nob}$  — от поверхности сердечника статора к ВВ.

 $\Lambda_{1.6}$  – проводимость от пакета статора к станине (для закрытых АД).

 $\Lambda_2$  – проводимость от ротора к охлаждающему воздуху (через аксиальные каналы при продуваемом пакете ротора).

 $\Lambda_{2.5} = \Lambda_{n2} + \Lambda_{pkp} + \Lambda_{akp} + \Lambda_{Ban}$  – проводимость от активной зоны ротора к внутреннему воздуху, состоит из проводимостей:  $\Lambda_{n2}$  – проводимость от лобовых частей беличьей клетки к ВВ,  $\Lambda_{pkp}$  — от радиальных вентиляционных каналов ротора,  $\Lambda_{akp}$  — от аксиальных

вентиляционных каналов ротора к ВВ и  $\Lambda_{\text{вал}}$  — проводимость через вал к ВВ.

 $\Lambda_{3,4}$  — проводимость обмотки статора в аксиальном направлении.

 $\Lambda_{3.5}$  — проводимость от пазовой части обмотки статора к ВВ через радиальные вентиляционные каналы статора.

 $\Lambda_{4.5}$  — проводимость от обдуваемых лобовых частей обмотки статора к ВВ.

Λ<sub>5</sub> — условная проводимость, учитывающая подогрев охлаждающего воздуха внутри АД (для двигателей защищенного исполнения).

 $\Lambda_{5.6}$  – проводимость от BB к станине.

 $\Lambda_{5.7}$  – проводимость от BB к подшипниковым щитам.

 $\Lambda_{6.7}$  – проводимость между станиной и подшипни-ковыми щитами.

Λ<sub>6</sub> – проводимость от обдуваемой поверхности станины к охлаждающему воздуху.

Л<sub>7</sub> – проводимость от подшипниковых щитов к охлаждающему воздуху.

Так же, как и для стационарных тепловых расчетов [4], универсальная ЭТС преобразуется для той либо другой схемы охлаждения путем исключения или изменения различных ветвей и элементов. В таблице представлены варианты изменения состава тепловых проводимостей ЭТС при различных конфигурация систем охлаждения и исполнений РАД.

На основании предложенной универсальной ЭТС может быть составлена система дифференциальных уравнений теплового баланса. В матричном виде система представляется выражением:

$$\frac{d}{dt}\boldsymbol{u} = [\boldsymbol{C}]^{-1} \cdot [\boldsymbol{\mathcal{A}}\boldsymbol{P} + \boldsymbol{\mathcal{A}} \times \boldsymbol{u}], \qquad (1)$$

где *и* – матрицы-столбцы средних перегревов над температурой охлаждающей среды в соответствующих конструктивных элементах электрической машины.

1

$$\mathbf{u} = \begin{vmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_n \end{vmatrix}; \tag{2}$$

*С* – матрица теплоемкостей соответствующих конструктивных элементов, на которые условно разбивается АД

$$\boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} C_1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & C_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & C_n \end{bmatrix};$$
(3)

**ДР** – матрица-столбец мощностей тепловыделения в соответствующих конструктивных элементах АД

$$\mathcal{A}\boldsymbol{P} = \begin{bmatrix} \mathcal{A}P_1 \\ \mathcal{A}P_2 \\ \vdots \\ \mathcal{A}P_n \end{bmatrix}.$$
(4)

Величины мощностей тепловыделения рассчитываются при анализе установившихся либо нестационар-

ных режимов работы по данным потерь в элементах машины.

Л – матрица тепловых проводимостей

$$\boldsymbol{\mathcal{I}} = \begin{bmatrix} -\mathcal{I}_{1,1} & \mathcal{I}_{1,2} & \cdots & \mathcal{I}_{1,n} \\ \mathcal{I}_{2,1} & -\mathcal{I}_{2,2} & \cdots & \mathcal{I}_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathcal{I}_{n,1} & \mathcal{I}_{n,2} & \cdots & -\mathcal{I}_{n,n} \end{bmatrix},$$
(5)

Таблина

где  $\Lambda_{1,2}$   $\Lambda_{1,3}$  ..., $\Lambda_{n,n}$  – тепловые проводимости между элементами двигателя.

Состав тепловых проводимостей при различных
системах охлаждения

Исполнение	IP44, IP54			IP22, IP23	
Система вентиляции	IC0141	IC0151	IC0161	IC01	IC02
$\Lambda_{1,2}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{1,3}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{1,6}$	+	+	+	_	_
$\Lambda_1$	-	_	+	—	-
$\Lambda_{\pi 1}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{ m pkc}$	-	_	_	—	+
$\Lambda_{ m acc}$	-	-	+	-	-
$\Lambda_{\scriptscriptstyle \Pi OB}$	-	-	-	+	+
$\Lambda_{3,4}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{3,5}$	-	-	-	-	+
$\Lambda_{\pi 1}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{\pi 2}$	+	+	+	+	+
$\Lambda_{\scriptscriptstyle \mathrm{Baл}}$	+	-	+	+	+
$\Lambda_{ m pkp}$	-	-	-	-	+
$\Lambda_{ m akp}$	-	-	+	+	+
$\Lambda_{ m np}$	-	+	-	-	-
$\Lambda_{5,6}$	+	+	+	-	-
$\Lambda_{5,7}$	+	+	+	—	-
$\Lambda_{\scriptscriptstyle  m B}$	-	-	-	+	+
$\Lambda_{6,7}$	+	+	+	—	-
$\Lambda_{ m cm}$	+	+	+	—	-
$\Lambda_{ m c}$	+	+	+	-	-
$\Lambda_{ m cur}$	+	+	+	-	-

Решение этой системы первого порядка, например методом Рунге-Кутта, позволяет рассмотреть изменение температур конструктивных элементов АД при переходных процессах. Адекватность математической модели (ММ) существенно повышается при учете изменений на каждом шаге интегрирования как потерь (в том числе от всех учитываемых высших гармоник), так и тепловых проводимостей.

В качестве примера разработанная комплексная MM, включающая в себя модели полупроводникового преобразователя частоты с амплитудным регулированием и законом частотного управления U/f=const, асинхронного двигателя и нагрузочного механизма, была применена для расчетов изменения перегрева обмотки статора  $\theta_c$  асинхронного двигателя с высотой оси вращения 160 мм разных исполнений (рис.2, 3) и с различными системами вентиляции [7]. Рассматривались варианты с независимым охлаждением и само-

обдувом, а также при наличии и отсутствии аксиальных вентиляционных каналов в роторе. В качестве перегрева обмотки статора  $\theta_c$  из значений перегревов  $\theta_3$  и  $\theta_4$  выбирается большее

$$u_c = \max(u_3, u_4) \tag{6}$$

Рассматриваемый электропривод используется для механизма, имеющего постоянный момент сопротивления M<sub>c</sub>=100 Hм.

Перемежающий режим S8 описывается следующим образом : в цикле 3 периода в по 50 мин; FI – 1,5; 7,5 кВт, 725 об/мин, 33,3 %; 15,4 кВт, 1470 об/мин, 33,3 %, 2,77 кВт, 265 об/мин, 33,3 %.

Из рис.2 видно, что для охлаждения АД закрытой конструкции (IP44) больший эффект наблюдается при наличии продуваемых наружным воздухом аксиальных каналов в пакете ротора, чем при независимом обдуве, так как каналы отводят наружу значительную часть тепла от обмотки ротора, тем самым снижая перегрев обмотки статора.



Рис.2. Временные зависимости изменения перегрева обмотки статора  $\theta_c(t)$  (1, 2, 3, 4) и частоты вращения двигателя n(t) (5) при закрытом исполнении (IP44).

1, 3 – самоохлаждение; 2, 4 – независимый обдув (1450 об/мин); 3, 4 – с аксиальными каналами в роторе

Относительно слабый эффект независимого обдува для двигателей исполнения IP44 связан с наличием в них замкнутого воздушного контура охлаждения. В тоже время для двигателей исполнения IP23, более эффективным является сторонний обдув (рис.3), а снижение перегрева обмотки статора при наличии каналов в роторе незначительно, поскольку в АД защищенной конструкции наружный охлаждающий воздух имеет относительно свободный доступ к активным частям двигателя.



Рис.3. Временные зависимости изменения перегрева обмотки статора  $\theta_c(t)$  (1, 2, 3, 4) и частоты вращения двигателя n(t) (5) при защищенном исполнении (IP23).

1, 3 – самоохлаждение; 2, 4 – независимый обдув (1450 об/мин); 3, 4 – с аксиальными каналами в роторе

Подобным рассмотренному примеру образом с использованием разработанных комплексных ММ включающих в себя универсальную ЭТС, могут быть выполнены расчеты температур конструктивных элементов асинхронных двигателей различных исполнений и систем охлаждения для любых режимов работы, как регламентированных ГОСТом (S1 – S8), так и нестандартных. Тепловые исследования РАД систем регулируемых ЭП возможны при различных типах частотных преобразователей и законов управления в них.

### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Расчет температур конструктивных элементов асинхронных двигателей в динамических режимах // Вісник Національного університету «Львівська политехніка», – 2000. – № 403. – С. 145 – 149.
- [2] Нестационарные тепловые расчеты в электрических машинах. Беспалов В.Я., Дунайкина Е.А., Мощинский Ю.А. / Под ред. Клокова Б.К. – М.: МЭИ, 1987. – 72 с.
- [3] Коваль-Лесков А.В. Тепловые процессы в асинхронном электродвигателе при работе в перемежающемся режиме // Електромашинобудування та електрообладнання: Респ. міжвід.наук.-техн. зб.– 1997. – Вип 49. – с. 68 – 73.
- [4] Петрушин В.С., Якимец А.М. Универсальная тепловая схема замещения асинхронных двигателей // Електромашинобуд. та електрообладнан. – Вип. 59. – 2002. – С. 75 – 79.
- [5] Пуйло Г.В., Петрушин В.С., Якимец А.М. Проектирование регулируемых асинхронных двигателей для циклических нагрузок // Електротехніка і електромеханіка: Науково-практичний журнал. – 2002. – №3. – С.68 – 69.

- [6] Петрушин В.С., Якимец А.М. Анализ переходных процессов в АД при частотно-токовом управлении // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету №2/2003 (19) Том 1. – С. 49 – 52.
- [7] Петрушин В.С., Рябинин С.В., Якимец А.М. Программный продукт "DIMASDrive". Программа анализа работы, выбора и проектирования асинхронных короткозамкнутых двигателей систем регулируемого электропривода (свидетельство о регистрации программы ПА №4065). Киев: Министерство образования и науки Украины, Государственный департамент интеллектуальной собственности, 26.03.2001.

Поступила 30.09.2003

## СИНТЕЗ СИММЕТРИЧНЫХ П-ОБРАЗНЫХ ДВУХКАТУШЕЧНЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТОВ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ ПО ИНТЕГРАЛЬНОМУ КРИТЕРИЮ КАЧЕСТВА

### Руссова Н.В.

Федеральное государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования "Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова"

Россия, 428000, Чувашская Республика, Чебоксары, Московский пр., 15, ФГОУ ВПО "Чувашский государственный университет имени И.Н. Ульянова", кафедра электрических и электронных аппаратов. тел. (8352) 49-87-53, 49-87-17, E-mail: russova@chuvsu.ru

Розглянуто алгоритм синтезу симетричних П-подібніх електромагнітів за інтегральним критерієм якості. Приведено поліноміальні залежності основних геометричних домірностей у магнітній системі і техніко-експлуатаційних параметрах, що забезпечують мінімум адитивного критерію оптимальності.

Рассмотрен алгоритм синтеза симметричных П-образных электромагнитов по интегральному критерию качества. Приведены полиномиальные зависимости основных геометрических соразмерностей в магнитной системе и технико-эксплуатационных параметров, обеспечивающие минимум аддитивного критерия оптимальности.

При проектировании электромагнитных коммутационных аппаратов одной из задач, требующих принятия компромиссных решений, является выбор геометрических соотношений магнитной системы (MC) электромагнита, отвечающей поставленным техническим условиям и удовлетворяющей определенному критерию оптимальности. Часто требуется чтобы критерий оптимальности учитывал несколько требований, например, минимизация массы активных материалов электромагнита и потребляемой им мощности. Установить строгую математическую связь между совокупностью приоритетных требований затруднительно, поэтому критерий формируется в виде аддитивной структуры [1].

В работе рассматривается синтез симметричных двухкатушечных П-образных электромагнитов (рис. 1).

Основу предлагаемого алгоритма синтеза составляют решения уравнений силовых характеристик и характеристик нагрева электромагнитов.



Для разработки математических моделей статических силовых характеристик электромагнита выбрано физическое моделирование, организованное в соответствии с методами активного эксперимента, а для придания результатам обобщенного характера в качестве факторов использованы критерии геометрического подобия MC ( $\delta_* = \delta/d_c$ ,  $d_* = d_{\Pi}/d_c$ ,  $H_* = H_0/d_c$ ,  $A_* = A_0/d_c$ ,  $C_* = C/d_c$ ) и индукция ( $B_0$ ) в сечении ярма, лежащем в поперечной плоскости симметрии MC [2] (рис. 1).

Электромагнитное усилие ( $P_{_{\rm ЭМ}}$ ) и магнитодвижущая сила (F) описаны в критериальной (безразмерной) форме:

$$P_* = \frac{P_{_{3M}}}{P_{_{3M},5a3}} = P_* \big(\delta_*, d_*, C_*, A_*, H_*, B_0\big), \quad (1)$$

$$F_* = \frac{F}{F_{5a3}} = F_* \big( \delta_*, d_*, C_*, A_*, H_*, B_0 \big), \qquad (2)$$

где  $P_{\delta a3} = B_0^2 S_c / \mu_0$ ;  $F_{\delta a3} = B_0 d_c / \mu_0$ ;  $S_c = \pi d_c / 4$ .

Пределы варьирования определяющих относительных геометрических размеров выбраны достаточно широкими с учетом имеющейся в литературе информации об основных соразмерностях электромагнитов данного класса:

 $\begin{array}{ll} 0,05 \leq \delta_* \leq 0,50 \ ; & 1,24 \leq d_* \leq 1,76 \ ; & 1,245 \leq H_* \leq 4,755 \ ; \\ 0,25 \leq A_* \leq 0,75 \ ; & 2,50 \leq C_* \leq 4,50 \ . \end{array}$ 

Выбор пределов изменения индукции  $B_0$  (0,87 T  $\leq B_0 \leq 1,6$  T) определяется диапазоном значений индукции в стали, при которых достигают экстремумов критерии оптимальности электромагнитов [3] (сталь марки 10895).

В отличии от известных работ при определении электромагнитного усилия и МДС не накладывались ограничения на тепловые параметры электромагнитов. Это позволяет использовать модели статической нагрузочной характеристики в виде системы уравнений (1) и (2) при синтезе электромагнитов, работающих в различных режимах.

Тепловое состояние обмоток учитывается на основе формулы Ньютона-Рихмана [4]:

$$P = K_{\text{T.3KB}} S_0 (\Theta_S - \Theta_0) n_P, \qquad (3)$$

где P – мощность, рассеиваемая с геометрической поверхности обмотки;  $\Theta_S$  - среднеповерхностная температура обмотки;  $\Theta_0$  - температура окружающего воздуха;  $K_{\text{т.экв}}$  - эквивалентный коэффициент теплоотдачи электромагнита, приведенный к геометрической поверхности катушки ( $S_0$ ),  $n_P$  - коэффициент перегрузки по мощности.

Когда тепловая постоянная времени нагрева обмоток значительно больше времени цикла в повторнократковременном режиме работы электромагнита (что соответствует большинству практических случаев) коэффициент перегрузки определяется [4] простым выражением:

$$n_P = 100/\Pi B\%$$
,

где ПВ% - относительная продолжительность повторно-кратковременного включения.

Тепловые параметры: эквивалентный коэффициент теплоотдачи ( $K_{\text{т.экв}}$ ), среднеповерхностная ( $\Theta_S$ ) и среднеобъемная ( $\Theta_V$ ) температуры нагрева моделировались на основе совместного использования методики раздельного учета теплоотдачи конвекцией и лучеиспусканием с поверхностей электромагнита и расчета функций коэффициентов неравномерности температурного поля обмоток, а затем на основе вычислительного эксперимента представлялись в критериальном виде [5]:

$$K_{*} = \frac{K_{\text{T.3KB}} S_{0}}{(K_{\text{T.6a3}} S_{c})} = K_{*} (H_{*}, A_{*}, C_{*}, \Theta_{\text{max}}, \Theta_{0}), \quad (4)$$

$$\Theta_{S^*} = \Theta_S / \Theta_0 = \Theta_{S^*} (A_*, \Theta_{\max}, \Theta_0), \qquad (5)$$

$$\Theta_{V^*} = \Theta_V / \Theta_0 = \Theta_{V^*} (\Theta_{\max}, \Theta_0), \qquad (6)$$

где  $K_{\text{т.баз}} = 5,67(2,73+0,01\Theta_0)^4 / \Theta_0$ ;  $T_{\text{баз}} = \mu_0 S / \rho_0$ ;  $\rho_0$  - удельное электрическое сопротивление меди при  $0^0$ C;  $\Theta_{\text{max}}$  - допустимая максимальная температура нагрева обмоток.

Интегральный критерий оптимальности записывается в виде:

$$KR = n \frac{M_{a^*}}{M_{a.0\Pi T^*}} + (1 - n) \frac{P_*}{P_{0\Pi T^*}},$$
 (7)

где  $M_{a*} = (m_{cr} + m_{M}) / (\gamma_{cr} \delta_{\kappa p}^{3});$  $P_{*} = \frac{P}{(P_{MX,\kappa p} \rho_{0} / \delta_{\kappa p} \mu_{0})};$ 

 $m_{\rm ct}$ ,  $m_{\rm M}$  - масса стали и обмоточной меди соответственно;  $\gamma_{\rm ct}$  - плотность ферромагнитной стали;  $\delta_{\rm kp}$ ,  $P_{\rm MX.kp}$  - координаты расчетной точки противодействующей (механической) характеристики; n - весовой коэффициент значимости критерия массы.

Важность того или иного частного критерия оптимальности учитывается введением весовых коэффициентов. Причем их сумма должна быть равна 1. Это условие позволяет в данном случае варьировать в пределах от 0 до 1 только один из весовых коэффициентов.

Для проектирования был модернизирован ранее разработанный алгоритм синтеза [6], который укрупнено сводится к следующей последовательности вычислительных действий (рис. 2).



1. Вводятся исходные данные проектирования (рабочий зазор, противодействующая сила или условно-полезная работа, температура окружающей среды, максимально допустимая температура нагрева электромагнита, атмосферное давление и коэффициенты, характеризующие режим работы, параметры питания электромагнита и важность частных критериев оптимальности).

2. Решается задача оптимизации электромагнита по частному критерию минимизации массы активных материалов. В результате получаем значение  $M_{\rm a \ off}$ \*.

3. Все действия повторяются для нахождения  $P_{\text{опт}*}$ , т.е. решается задача оптимизации электромагнита по критерию минимума потребляемой мощности.

4. Проводятся расчеты по минимизации аддитивного критерия.

5. Организуется вывод результатов оптимизации и расчета (МДС срабатывания, потребляемой мощности, индукции *B*<sub>0</sub>, критериев оптимальности, геометрических размеров магнитной системы).

Для установления функциональной связи результатов синтеза с исходными данными проектирования методами теории активного эксперимента проведен вычислительный эксперимент. В качестве "объекта" эксперимента рассматривался рассмотренный выше алгоритм синтеза.

Результаты оптимизационных расчетов для удобства использования в инженерной практике представлялись в безразмерной форме. Геометрические размеры, обеспечивающие минимум соответствующему критерию оптимальности, представлялись в долях базисного линейного размера MC, т.е.  $d_c$  - для электромагнитов с цилиндрическими сердечниками.

Для записи технико-эксплуатационных параметров в безразмерной форме формируются комплексы проектирования. Они представляют собой математические выражения, составленные из исходных данных проектирования и физических констант.

В результате получено:

2

$$\begin{split} \delta_* &= \frac{0}{d_c} = 10^{-8} \left( 76,38 + 7,90x_1 - 2,10x_2 + \\ &+ 1,15x_3 - 2,31x_1^2 + 0,86x_1x_2 \right)^4; \\ d_* &= d_{\Pi}/d_c = 1,75; \\ H_* &= \frac{H_0}{d_c} = 10^{-4} \left( 163,57 + 8,87x_1 - 4,40x_2 - 12,73x_3 + \\ &+ 11,46x_4 - 6,17x_6 - 4,96x_1^2 + 3,09x_2^2 + 2,54x_3^2 + \\ &+ 4,10x_1x_2 - 3,85x_1x_3 + 3,34x_1x_4 - 2,67x_1x_5 + \\ &+ 1,99x_2x_3 - 2,13x_2x_4 - 2,07x_1x_2x_4 + \\ &+ 2,06x_1x_3x_4 + 1,86x_1x_4x_5 - 1,84x_2x_3x_4 \right)^2; \\ A_* &= \frac{A_0}{d_c} = 10^{-8} \left( 83,86 + 1,29x_1 + 1,17x_2 - 1,06x_3 + \\ &+ 2,69x_4 + 1,82x_5 - 2,05x_6 - 4,03x_1^2 - 1,50x_2^2 + \\ &+ 1,10x_3^2 - 0,92x_4^2 + 0,95x_5^2 + 2,07x_6^2 + \\ &+ 4,05x_1x_2 - 2,07x_1x_3 - 1,42x_1x_5 - 0,87x_3x_5 - \\ &- 0,85x_4x_5 + 1,80x_1x_2x_3 - 0,86x_1x_3x_4 + \\ &+ 0,87x_1x_3x_6 \right)^4; \\ C_* &= \frac{C}{d_c} = 10^{-4} \left( 176,18 + 3,33x_1 + 3,99x_2 - 3,82x_1^2 + \\ &+ 5,50x_1x_2 - 3,23x_1x_3 \right)^2; \\ B_{0*} &= \frac{B_0}{\sqrt{\mu_0 P_{MK,Kp}} / \delta_{Kp}} = 10^{-8} \left( 114,53 + 17,13x_1 - \\ &- 4,85x_2 - 4,89x_1^2 + 1,53x_2^2 + 1,63x_1x_2 - \\ &- 1,72x_1x_3 + 1,24x_1x_2x_3 \right)^4; \\ F_* &= \frac{F_{cp}}{\sqrt{P_{MX,Kp} / \mu_0}} = 10^{-4} \left( 68,34 + 11,87x_1 - 2,98x_2 + \\ &+ 1,48x_3 - 0,76x_4 + 0,94x_5 - 4,09x_1^2 + 1,03x_2^2 + \\ &+ 1,86x_1x_2 - 1,10x_1x_3 - 0,99x_1x_5 - 0,75x_4x_5 + \\ &+ 1,04x_1x_2x_3 \right)^2; \end{split}$$

$$P_* = \frac{P}{P_{\text{мх.кр}}\rho_0 / (\delta_{\text{кр}}\mu_0)} = 10^{-8} (103,85 + 25,36x_1 - 7,94x_2 + 9,12x_3 - 8,57x_4 - 2,99x_6 - 3,35x_1^2 + 2,77x_2^2 - 2,27x_3^2 + 3,05x_4^2 - 1,94x_1x_2 + 2,08x_1x_3 - 2,13x_1x_4 - 1,05x_3x_4)^4,$$
  
где  $x_1 = 0,271\delta_{\text{кр}} - 2,438$ ;  $x_2 = 7,042A_{\text{уп}} - 2,113$ ;  
 $x_3 = 0,032\Theta_{\text{max}} - 4.163$ ;  $x_4 = 0,039\Pi \text{B\%} - 2,153$ ;

$$x_5 = 3,5224n - 1,761$$
;  $x_6 = 7,042K_3 - 3,521$ .

Подобные математические модели существенно сокращают затраты на проектирование, поскольку все параметры определяются прямым расчетом, и позволяют распространить результаты вычислительного эксперимента на множество физически подобных электромагнитов.

#### ЛИТЕРАТУРА

- А.Г. Никитенко, И.И. Пеккер Расчет электромагнитных механизмов на вычислительных машинах. - М.: Энергоатомиздат, 1985. - 216 с.
- [2] Руссова Н.В., Свинцов Г.П. Экспериментальные обобщенные электромагнитые характеристики П-образных двухкатушечных электромагнитов постоянного тока с внешним прямоходовым якорем // Изв. вузов. Электромеханика. – 1998. – № 5-6. – С. 27–29.
- [3] Никитенко А.Г. О выборе расчетных значений индукции при проектировании электромагнитов постоянного тока // Изв. вузов. Электромеханика. - 1974. - №3. - С. 278-284.
- [4] Буль Б.К., Буткевич Г.В., Годжелло А.Г. и др. Основы теории электрических аппаратов. – М.: Высш. шк., 1970. – 600 с.
- [5] Руссова Н.В. Математическое моделирование тепловых параметров электромагнитов постоянного тока и напряжения. Материалы IV Всероссийской научнотехнической конференции "Информационные технологии в электротехнике и электроэнергетике". - Чебоксары: Изд-во Чуваш. ун-та, 2002. - С. 145 - 149.
- [6] Руссова Н.В. Синтез оптимальных симметричных Побразных двухкатушечных электромагнитов с цилиндрическими сердечниками // Изв. вузов Электромеханика. -2002. - №3. - С. 30 - 34.

Поступила 30.08.2003

## МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЛИНЕЙНЫХ ВЕНТИЛЬНО-РЕАКТИВНЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Рымша В.В., к.т.н., доц. Одесский национальный политехнический университет Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко, 1, ИЭЭ, кафедра электрических машин Научно-производственное предприятие "Одесмонтажспецпроект" Украина, 65005, Одесса, ул. Дальницкая, 23 тел.(048) 738-58-55, E-mail: rimsha@omsp.od.ua, npo@omsp.od.ua

Приведены основные конструктивные схемы линейных вентильно-реактивных двигателей (ЛВРД). Представлено математическое описание процесса электромеханического преобразования энергии в ЛВРД. Получены выражения для электромагнитных сил ЛВРД в линейной постановке задачи. Рассмотрены результаты решения задачи расчета магнитного поля и электромагнитных сил ЛВРД в двухмерной и трехмерной постановке с учетом нелинейных свойств ферромагнитных сред.

Наведено основні конструктивні схеми лінійних вентильно-реактивних двигунів (ЛВРД). Представлено математичний опис процесу електромеханічного перетворення енергії у ЛВРД. Отримано вирази для електромагнітних зусиль ЛВРД в лінійній постановці задачі. Розглянуто результати рішення задачі розрахунку магнітного поля та електромагнітних зусиль ЛВРД в двомірній та тримірній постановці з урахуванням нелінійних властивостей феромагнітних середовищ.

### ВСТУПЛЕНИЕ

Применение линейных электродвигателей в ряде производственных и транспортных механизмов позволяет максимально упростить их кинематические схемы, повысить надежность и увеличить ресурс работы механизмов. Линейные вентильно-реактивные двигатели (ЛВРД) являются наиболее простыми и технологичными линейными машинами, что вызывает к ним научный и практический интерес [1,2,3]. Вместе с тем уровень исследований ЛВРД существенно отстает от уровня исследований их вращающихся аналогов [4]. Настоящая статья, посвященная решению ряда вопросов математического моделирования ЛВРД, призвана в определенной мере восполнить указанный пробел.

### КОНСТРУКТИВНЫЕ ИСПОЛНЕНИЯ ЛВРД

Конструктивно ЛВРД, в зависимости от сферы применения, могут быть выполнены в одностороннем или двухстороннем вариантах, с продольным или поперечным контуром замыкания магнитного потока [1]. Наибольшее распространение получили двигатели с трех- и четырехфазными обмотками. Фазные обмотки ЛВРД расположены на первичном элементе (ПЭ). Вторичный элемент (ВЭ) является пассивным. На рис. 1 представлены характерные модификации ЛВРД с продольным контуром замыкания магнитного потока односторонней (рис. 1,а,б) и двухсторонней конструкции (рис. 1,в). В модификации а) первичный элемент исполнен протяженным, в модификации б) коротким. Отличительной особенностью двухстороннего варианта в) является скомпенсированная сила одностороннего магнитного притяжения. Кроме того, вторичный элемент данной конструкции более технологичен и может быть достаточно просто изготовлен с использованием современных технологий лазерной резки металла.


# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ СИЛЫ И ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ЭНЕРГИИ В ЛВРД Обобщенная электромагнитная сила (ЭМС) *F<sub>a</sub>*,

действующая на нелинейную магнитную систему целиком (либо на ее выделенную часть), может быть определена из уравнения электромеханического преобразования энергии для линейной модели этой системы [5]:

$$\Delta W_{\mathfrak{Z}} = \sum_{k=1}^{N} i_k d\Psi_k = \Delta W + F_q \Delta q , \qquad (1)$$

где  $\Delta W_{\Im}$  - электрическая энергия, поступившая в контуры системы от управляемых источников энергии, поддерживающих в этих контурах постоянство тока  $i_k$  или потокосцепления  $\Psi_k$  при перемещении на бесконечно малое расстояние  $\Delta q$ ;  $\Delta W$  - приращение энергии магнитного поля линейной модели нелинейной системы при перемещении на  $\Delta q$ ;  $F_q \Delta q$  - механическая работа, совершаемая обобщенной ЭМС  $F_q$  при изменении на  $\Delta q$  координаты q, характеризующей положение нелинейной системы, либо ее части; k - количество возбуждающих контуров нелинейной системы.

Из уравнения (1) следует, что обобщенную ЭМС F<sub>q</sub> можно найти, применяя закон сохранения энергии к электромеханическому преобразованию, которое происходит либо в условиях сохранения токов, либо в условиях сохранения потокосцеплений возбуждающих контуров при малом перемещении  $\Delta q$ . В первом случае  $F_q$  по абсолютной величине есть частная производная по координате q от магнитной энергии *W<sub>ЭН</sub>*, а во втором случае – частная производная по той же координате от магнитной коэнергии  $W_{K \ni H}$ линейной модели нелинейной системы. Причем, как строго показано в [5], в линейной модели нелинейной системы магнитная энергия не отличается от коэнергии и, следовательно, обобщенная ЭМС, найденная при указанных выше условиях через приращение *W<sub>ЭН</sub>* либо *W<sub>КЭН</sub>*, всегда одинаковая по абсолютной величине, т.е.:

$$F_q = -\lim_{\Delta q \to 0} \frac{\Delta W_{\Im H}}{\Delta q} = \lim_{\Delta q \to 0} \frac{\Delta W_{K\Im H}}{\Delta q}, \qquad (2)$$

где  $q \in x, y, z$ .

В связи с тем, что рассматривается линейная модель нелинейной системы из (2) можно получить известное выражение для составляющей ЭМС по оси координат *x*, т.е. тягового усилия ЛВРД:

$$F_x = \frac{I_{\phi}^2}{2} \frac{\Delta L}{\Delta x},\tag{3}$$

где  $I_{\phi}$  - среднее значение тока фазы двигателя; L = L(x) - индуктивность фазы двигателя.

Очевидно, что для определения тягового усилия необходимо аналитически описать зависимость L = L(x), характерный вид которой представлен на рис. 2.



Как и во вращающихся ВРД максимум индуктивности фазы L тах имеет место при совпадении осей зубцов первичного и вторичного элементов (согласованное положение), минимум индуктивности L min - при совпадении оси зубца первичного элемента с осью паза вторичного элемента (рассогласованное положение). Период изменения индуктивности равен величине полюсного деления  $\tau_2$  вторичного элемента ЛВРД.

Результаты практической реализации различных методов аппроксимации зависимости L = L(x) (кусочно-линейная [1,2], параболическая [3], отрезком гармонического ряда [4]) позволяют сделать вывод о том, что наиболее приемлемой является аппроксимация отрезком ряда Фурье в виде [4]:

$$L(x) = L_1 - L_2 \cos\left(2\pi \cdot \frac{x}{\tau_2}\right),\tag{4}$$

где  $L_1 = \frac{L \max + L \min}{2}$ ,  $L_2 = \frac{L \max - L \min}{2}$ .

Подставляя (4) в (3) и проведя ряд математических преобразований, получим:

$$F_x = I_{\phi}^2 L_1 \frac{\pi}{\tau_2} \sin\left(2\pi \cdot \frac{x}{\tau_2}\right). \tag{5}$$

При выводе уравнения (5) принята система допущений [4].

Учитывая, что:

$$L\max = \frac{\mu_0 l_\delta \alpha_1 \tau_1 w^2}{2\delta},\tag{6}$$

где  $l_{\delta}$  - ширина активной части ЛВРД,  $\alpha_1$  - коэффициент полюсного перекрытия первичного элемента,  $\tau_1$  - полюсное деление первичного элемента, w - число витков фазы обмотки ПЭ,  $\delta$  - воздушный зазор и вводя коэффициент

$$K_L = \frac{L \max}{L \min},\tag{7}$$

получим окончательное выражение для тягового усилия ЛВРД:

$$F_{x} = \left(\frac{I_{\phi}w_{\phi}}{2}\right)^{2} \frac{\pi\mu_{0}l_{\delta}\alpha_{1}}{\delta} \frac{\tau_{1}}{\tau_{2}} \times \\ \times \left(1 - \frac{1}{K_{L}K_{\mu}}\right) \sin\left(2\pi\frac{x}{\tau_{2}}\right), \tag{8}$$

где  $K_{\mu}$  - коэффициент насыщения магнитной цепи.

Выражение для силы одностороннего магнитного притяжения линейной модели ЛВРД наиболее просто получить, выражая приращение энергии или коэнергии при малом перемещении через приращения проводимостей или сопротивлений линейных моделей ветвей магнитной схемы замещения ЛВРД [5]. Причем в расчет берутся только те ветви схемы замещения, магнитные сопротивления (либо магнитные проводимости) которых изменяются при перемещении на расстояние  $\Delta y$ . В этом случае сила одностороннего притяжения:

$$F_{y} = -\frac{F^{2}}{2}\frac{\Delta\lambda}{\Delta y} = \frac{\Phi^{2}}{2}\frac{\Delta R}{\Delta y},$$
(9)

где F - МДС ветвей схемы замещения;  $\Phi$  - магнитные потоки ветвей схемы замещения;  $\lambda$  - магнитные проводимости ветвей схемы замещения; R - магнитные сопротивления ветвей схемы замещения.

Очевидно, что при смещении на  $\Delta y$  во всем диапазоне движения ЛВРД вдоль координаты x изменению будет подвержена лишь проводимость воздушного зазора, а проводимости остальных участков магнитной цепи останутся неизменными. Тогда проводимость воздушного зазора с учетом (4), (6), (7):

$$\lambda(x) = \frac{\mu_0 l_\delta \alpha_1 \tau_1}{4\delta K_L} \left[ (K_L + 1) + (1 - K_L) \cos\left(2\pi \frac{x}{\tau_2}\right) \right], \quad (10)$$

и, следовательно, усилие одностороннего магнитного притяжения по (9) с учетом (10):

$$F_{y} = -\left(\frac{I_{\phi}w_{\phi}}{2\delta K\mu}\right)^{2} \frac{\mu_{0}I_{\delta}\alpha_{1}\tau_{1}}{2K_{L}} \times \left[\left(K_{L}+1\right)+\left(1-K_{L}\right)\cos\left(2\pi\frac{x}{\tau_{2}}\right)\right].$$
(11)

Расчеты, проведенные по формулам (8) и (11), сравнение результатов с экспериментальными данными [1] и результатами расчетов электромагнитных сил на основе анализа магнитного поля [6] позволяют рекомендовать полученные выражения для оценки максимальных значений тягового усилия и усилия одностороннего притяжения ЛВРД на стадии проектных исследований, а также для сравнительной оценки различных конструктивных исполнений ЛВРД по максимальной величине развиваемого тягового усилия.

## МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЛВРД НА БАЗЕ РАСЧЕТА ДВУХМЕРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Аналитические выражения (8), (11), полученные на основе допущений [4] для линейной модели ЛВРД, не учитывают реальный уровень насыщения, разомкнутость магнитной системы ЛВРД и потому могут быть рекомендованы на стадии предварительных исследований. Повышение точности расчета электромагнитных сил возможно на основе расчета магнитного поля ЛВРД одним из численных методов в нелинейной постановке задачи.

Рассмотрим трехфазный ЛВРД с подвижным вторичным элементом (рис. 1,а). Материал первичного и вторичного элементов – сталь 2013. Геометрические размеры магнитной системы заимствованы из [1]. Магнитное поле определим методом конечных элементов в плоской постановке для ряда положений первичного элемента относительно вторичного. Смещение вторичного элемента осуществим от согласованного к полностью рассогласованному положению с шагом 1 мм. Расчетные исследования проведем, используя программное обеспечение [7]. В данной постановке задачи число узлов сетки конечных элементов составляет 31322, число треугольников - 62286 (рис. 3,а). Точность решения задачи – не ниже 10<sup>-8</sup>. Результаты расчета магнитного поля ЛВРД в виде

Результаты расчета магнитного поля ЛВРД в виде линий магнитного потока для согласованного, двух промежуточных и рассогласованного положения представлены соответственно на рис. 3,6,в,г,д.



Зная распределение магнитного поля, можно, в частности, определить потокосцепление (индуктивность) фазы обмотки и составляющие электромагнитной силы по осям координат, т.е. получить зависимости:

 $\Psi = f_1(I_{\phi}, x); F_x = f_2(x, I_{\phi}); F_y = f_3(x, I_{\phi}),$  (12) необходимые для анализа переходных и квазиустановившихся режимов ЛВРД по методике [8]. Расчет составляющих электромагнитной силы осуществляется методом натяжений [5]. Зависимости (12), рассчитанные для ЛВРД односторонней конструкции при изменении тока фазы  $I_{\phi}$  в пределах от 0 до 20 А, пред-

ставлены на рис. 4.



Подготовка геометрии расчетной области осуществляется в программной среде конструирования AutoCAD<sup>®</sup>, после чего геометрия ЛВРД импортируется в программный комплекс расчета магнитного поля. Пользователь задает величину шага и пределы перемещения, пределы изменения тока фазы обмотки, оговаривает материал магнитопровода. Получение зависимостей (12), а также иных требуемых векторов и матриц, содержащих результаты расчета магнитного поля, осуществляется в автоматическом режиме, возможность реализации которого обеспечивается благодаря встроенному в программный комплекс языку программирования высокого уровня.

# МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЛВРД НА БАЗЕ РАСЧЕТА ТРЕХМЕРНОГО МАГНИТНОГО ПОЛЯ

Математические модели, построенные на основе расчета двухмерных магнитных полей, являются эффективным инструментом для быстрой оценки свойств и характеристик ЛВРД с достаточной для практических целей точностью. В то же время эти модели в полной мере не в состоянии учесть реальную трехмерную геометрию магнитопровода двигателя, его фазных обмоток и, следовательно, требуют уточнения на основе расчета магнитного поля в трехмерной постановке задачи с учетом нелинейных свойств ферромагнитных сред.

Решение задачи расчета трехмерного магнитного поля осуществим в программной среде CST EM Studio<sup>®</sup> [9] для трехфазного ЛВРД односторонней конструкции с подвижным вторичным элементом (рис. 1,а). Геометрические размеры двигателя те же, что и при решении двухмерной задачи, рассмотренной выше. Число расчетных узлов трехмерной задачи – 2356200. Точность решения – не ниже 10<sup>-6</sup>. Результаты расчета для одного из взаимных положений первичного и вторичного элементов ЛВРД представлены на рис. 6 в виде распределения магнитного поля во взаимно ор-

тогональных плоскостях.

Расчеты трехмерного магнитного поля были проведены для  $I_{\phi} = 18$  А, соответствующего насыщенному состоянию магнитной цепи ЛВРД, в диапазоне изменения координаты x от согласованного положения первичного и вторичного элементов до их рассогласованного положения с шагом 2 мм. По результатам расчетов трехмерного магнитного поля определялись индуктивность фазы обмотки первичного элемента и, через тензор натяжений, составляющие электромагнитной силы  $F_x, F_y, F_z$  по осям координат. Составляющая электромагнитной силы  $F_z$  ниже не анализируется в виду ее малости.

Результаты расчета индуктивности фазы позволили подтвердить ранее известный вывод [1,10] о том, что корректные значения индуктивности фазы в согласованном положении магнитопроводов первичного и вторичного элементов ЛВРД могут быть получены при решении как двухмерной, так и трехмерной задачи расчета магнитного поля, а индуктивности фазы в рассогласованном положении магнитопроводов лишь при решении трехмерной задачи.



Данные, представленные ниже, в таблице, иллюстрируют этот вывод.

			Гаолица
Индуктив-	Двухмерная	Трехмер-	Эксперимент
ность, мГн	задача	ная задача	[1]
L max	32,51	32,21	32,36
Lmin	6,43	8,1	9,38

Расчет трехмерного магнитного поля позволил также уточнить значения составляющих электромагнитной силы F<sub>x</sub>, F<sub>y</sub>. Для сравнения результатов решения двухмерной (2D) и трехмерной (3D) задачи на рис. 6 представлены зависимости  $F_x = f(x)$  (рис. 6,а) и  $F_v = f(x)$  (рис. 6,б). Анализ данных зависимостей показывает, что неучет в рассматриваемой задаче реального трехмерного характера распределения магнитного поля ЛВРД приводит к некоторому занижению значений составляющих электромагнитной силы. В частности, максимальное тяговое усилие, полученное по результатам решения трехмерной задачи больше на 5% максимального тягового усилия, полученного по результатам решения двухмерной задачи. Максимальная величина усилия одностороннего притяжения, полученная по результатам решения трехмерной задачи больше на 17.3% максимальной величины усилия одностороннего притяжения, полученной по результатам решения двухмерной задачи. В то же время следует отметить тот факт, что, несмотря на возможности современной вычислительной техники, решение трехмерных полевых задач с учетом насыщения все еще остается трудоемким процессом, требующим больших временных и ресурсных затрат.



## ЛИТЕРАТУРА

- Krishnan R. Switched Reluctance Motor Drives. Modeling, Simulation, Analysis, Design and Applications. – CRC Press, 2001. - 398 p.
- [2] Бут Д.А., Чернова Е.Н. Линейные вентильноиндукторные двигатели. Часть 1 // Электричество. – 1999. - № 12. – С. 32-41.
- [3] Смирнов Ю.В. Линейные вентильно-индукторные двигатели // Электричество. – 2002. - № 1. – С. 37-43.
- [4] Ткачук В. Електромеханотроніка: Навчальний посібник.
   Львів: Видавництво Національного університету "Львівська політехніка". 2001. – 404 с.
- [5] Иванов-Смоленский А.В. Электромагнитные силы и преобразование энергии в электрических машинах. – М.: Высш. шк., 1989. - 312 с.
- [6] Рымша В.В. Расчет параметров статического режима линейного вентильно-индукторного двигателя // Електромашинобудування та електрообладнання: Респ. міжвід. наук.-техн. зб. – 2002. – Вип.. 59. – С. 84-88.
- [7] http://femm.berlios.de
- [8] Радимов И.Н., Рымша В.В., Малеваный О.Е. Моделирование режимов работы вентильного индукторного двигателя // Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - №2. – С. 60-64.
- [9] <u>http://www.cst-world.com</u>.
- [10] Miller T.J.E. Switched Reluctance Motors and their Control. - Magna Physics Publishing and Clarendon Oxford Press, 1993, 203 p.

Поступила 15.09.2003

# УНИВЕРСАЛЬНАЯ ПРОГРАММА АНАЛИЗА ЛЮБЫХ ТИПОВ ТРЕХФАЗНЫХ ОБМОТОК

Самойлов Г.А.

Одесский национальный политехнический университет. Украина, 65044, Одесса, пр. Шевченко 1, ОНПУ, ИЭЭ, кафедра электрических машин и аппаратов. тел. (0482) 28-86-81.

У даній статті розглядається універсальний алгоритм аналізу трифазних обмоток, особлива увага приділяється можливості його програмної реалізації. Показано програму, виконану на основі цього алгоритму.

В данной статье рассматривается универсальный алгоритм анализа трехфазных обмоток, особое внимание уделяется возможности его реализации на языке программирования. Показана программа, выполненная на основе этого алгоритма.

При проектировании и производстве электрических машин специального назначения находят применение нетрадиционные обмотки, включающие в себя все модификации, отличающиеся от обмоток с целыми и дробными числами пазов на полюс и фазу q, в том числе несимметричные и состоящие из катушек с различными числами витков. Для эффективного использования таких обмоток необходимо выполнять детальный гармонический анализ и МДС (ЭДС), проведение которого с использованием известных на настоящее время методов отличается значительной трудоемкостью. Так, одним из известных российских специалистов в области проектирования обмоток Поповым В.И. рекомендуется применение несовершенного и устаревшего графоаналитического способа анализа с использованием диаграмм Гергеса [1]. В большинстве же других случаев применяется методика, основанная на том либо ином способе аналитического представления векторных диаграмм МДС (ЭДС) обмоток [2,3,4]. Этот подход действительно может быть использован для анализа любых типов обмоток, однако его применение без соответствующего программного обеспечения требует больших затрат времени. Поэтому задача создания универсального программного обеспечения детального гармонического анализа произвольных обмоток является актуальной.

В данной статье представлены результаты создания подобного программного обеспечения применительно к произвольным типам трехфазных обмоток.

Базовым объектом исследования выбрана неравновитковая несимметричная обмотка, модель которой представляется в виде двух связанных матриц. Первая матрица М1 отображает распределение активных катушечных сторон (АКС) вдоль рабочего воздушного зазора в соответствии с обобщенным представлением однокоординатных обмоток [5]. В ячейках второй матрицы М2 указываются относительные числа витков w\* соответствующих АКС.

Алгоритм гармонического анализа включает в себя следующие элементы:

- расчет угловых координат АКС

$$\alpha_{i\nu} = \frac{\pi}{3Q} \cdot \nu , \qquad (1)$$

где *Q* – число пазов на фазу, *v* – номер гармонической составляющей;

 – расчет коэффициентов распределения для всех фаз по следующему выражению [6]

$$k_{Rv} = \frac{\sqrt{\left(\sum_{i=1}^{n} w_{i}^{*} \sin \alpha_{iv}\right)^{2} + \left(\sum_{i=1}^{n} w_{i}^{*} \cos \alpha_{iv}\right)^{2}}}{n}, \quad (2)$$
где *n* – количество АКС в фазе;

- вычисление относительных амплитуд гармоник *H*<sub>v</sub>[7]

$$H_{\rm H} = \frac{k_{RH} \cdot p}{k_{Rn} \cdot {\rm H}},\tag{3}$$

где  $k_{Rp}$  – коэффициент распределения по рабочей гармонике;

 – расчет коэффициента дифференциального рассеяния [7]

$$\tau_{dv} = \sum_{\nu=1}^{5Z} (H_{\nu})^2 - 1.$$
 (4)

Анализ как симметричных, так и несимметричных обмоток производится методом симметричных составляющих применительно к коэффициентам распределения фаз, представленных в комплексной форме. Поэтому в дополнение к (2) определяются соответствующие угловые координаты  $\phi_{jw}$ , по выражению

$$\phi_{j\nu} = \arctan\frac{\sum \sin(\alpha_{i\nu})}{\sum n \cos(\alpha_{\nu i})} .$$
 (5)

Тогда составляющие прямой  $k_{pvd}$ , обратной  $k_{pvr}$  и нулевой  $k_{pv0}$  последовательностей рассчитываются по формулам:

$$\begin{aligned} k_{pv} &= (k_{RIv} + a \cdot k_{R2v} + a^2 \cdot k_{R3v})/3;\\ k_{rv} &= (k_{RIv} + a^2 \cdot k_{R2v} + a \cdot k_{R3v})/3;\\ k_{0v} &= (k_{RIv} + k_{R2v} + k_{R3v});\\ \text{где } a &= e^{l20^{\circ}i} - \text{оператор поворота.} \end{aligned}$$

При анализе двухслойных обмоток для вычисления коэффициента укорочения обмотки и обмоточного коэффициента используются известные формулы.

Приведенный алгоритм реализован на объектноориентированном языке программирования Delphi 5. В главном окне программы располагаются: матричная модель, векторная диаграмма, результирующая кривая МДС и результаты гармонического анализа.

Предусмотрен ввод данных обмотки с использованием числового ряда или последовательности номеров пазов фазной зоны, которые преобразуются программой в матричную модель.

Приведем пример работы программы с двухполюсной неравновитковой обмоткой, которая выполнена в 36 пазах. Пусть в трети пазов расположены АКС с уменьшенным на 30% количеством. Тогда матричная модель М1 обмотки отображается следующим образом

а матрица относительных чисел витков M2

	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7
142-	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
WI2-	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7	0,7

После введения исходных данных производится расчет коэффициентов распределения и построение векторной диаграммы в масштабе заданной гармоники. Окно с изображенной на нем векторной диаграммой по первой гармонике представлено на рис.1.



Рис. 1. Векторная диаграмма обмотки с уменьшенным количеством витков

Кривая МДС рассчитывается суммированием гармонических составляющих до 5*Z*. Окно с построенной кривой представлено на рис 2.

Существует возможность показа в данном окне любой гармонической составляющей.



Рис.2. Форма результирующей кривой МДС, тонкой линией показана идеальная (синусоидальная) форма МДС

#### вывод

Программа апробирована при проектировании обмоток и в учебном процессе на кафедре электрических машин ОНПУ. Результаты показывают значительное снижение трудоемкости при проведении исследований нестандартных обмоток, поэтому она может быть рекомендована для использования другими специалистами-электромеханиками.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Попов В.И. Матричный анализ схем совмещенных полюсопереключаемых обмоток.- Электричество, №3, 1991.- с. 31-37.
- [2] Жерве Г.К. Обмотки электрических машин. Л.: Энергоатомиздат. Ленингр. отд-ние, 1989 с.
- [3] Кучера Я., Гапл Й. Обмотки электрических вращательных машин. - Изд. Чехословацкой академии наук, Прага: 1963.- 981 с.
- [4] Лущик В.Д. Расчет МДС *т*-фазных обмоток//Электричество. - №1- 1991.-С. 68-72.
- [5] Дегтев В.Г. Синтез симметричных трехфазных обмоток с заданным уровнем избирательности//Электричество, №4, 1993.- С. 40-44.
- [6] Veinott C.G. Spetial harmonic magnetomotive forees in irregular windings and special connections of polyphase-windins. "IEEE", Trans. Power Apparatus and Systems. v.83, 1964.- p.1246-1255.
- [7] Геллер Б., Гамата В. Дополнительные поля, моменты и потери мощности в асинхронных машинах. — М.: Энергия, 1981.— 352 с.

Поступила 08.09.2003

# ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА И СТРУКТУРНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ СИСТЕМ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ, РЕАКТОРОВ И ДРОССЕЛЕЙ

Ставинский А.А., д.т.н., проф., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А. Украинский государственный морской технический университет им. адмирала Макарова Украина, 54025, Николаев, пр. Героев Сталинграда, 9, Институт автоматики и электротехники тел. (0512) 39-94-53, E-mail: ph@udmtu.aip.mk.ua

Розглянуто особливості, засоби удосконалення та показники порівняльного аналізу варіантів конструкторськотехнологічних рішень просторових електромагнітних систем статичних індукційних пристроїв.

Рассмотрены особенности, способы усовершенствования и показатели сопоставительного анализа вариантов конструкторско-технологических решений пространственных электромагнитных систем статических индукционных устройств.

Основным типом электромагнитной системы (ЭМС) трехфазных статических индукционных устройств (СИУ) является асимметричная планарная с шихтованными магнитопроводами [1,2]. Такие магнитопроводы содержат стержни и ярма прямоугольного сечения (ЭМС малой мощности и начальных габаритов средней мощности) или вписываемого в окружность ступенчатого сечения из пакетов электротехнической стали (ЭТС) различной ширины (ЭМС средней и большой мощности). Названные ЭМС и магнитопроводы по показателями удельной материалоемкости, а также трудоемкости производства не удовлетворяют современным требованиям. Дальнейшее усовершенствование трехфазных трансформаторов, реакторов и дросселей возможно на основе пространственных магнитных симметричных ЭМС (СЭМС) [2-5]. Также, согласно [1-6], снижение технологических материалоемкости и трудоемкости производства достигается изготовлением магнитопроводов способом навивки из ленты или рулона ЭТС.

Пространственные ЭМС отличаются, согласно классификации [5], типом конструкции и технологии изготовления магнитопроводов. Тип конструкции определяется направлением магнитного потока (радиальное, аксиальное) и формой сечения (прямоугольник, окружность...) стержней, наличием и количеством технологических стыков, а также способом соединения стержней (треугольник, звезда). По типу технологии СЭМС подразделяются на шихтованные, шихтованное, витые и комбинированные.

На рис. 1 представлены варианты конструкции с радиальным потоком стержней – исходная (1889 год) по типу цилиндрических магнитопроводов асинхронных машин (рис. 1, а), а также с витыми ярмами и шихтованными из изогнутых листов стали стержнями (рис. 1, б).

Некоторые варианты СЭМС с аксиальным направлением потока стержней соответственно представлены: на рис.2, а и б – замкнутые треугольником мощностью до 6300 кВ.А (витые ярма и шихтованные из эвольвентно изогнутых листов ЭТС стержни) и мощностью до 630 кВ.А (с горячей деформационной прессовкой витых контуров ЭТС) [2]; на рис.2, в – с соединенными звездой ярмовыми участками из витых разрезных элементов мощностью до 100 кВ.А (упо-мянута в [6]).



Рис.1. Варианты схемы поперечного сечения пространственной электромагнитной системы с радиальным потоком стержней, а также шихтованным (а) и комбинированным (б) магнитопроводами:

1 - стержень; 2 - ярмо; 3 - катушка обмотки

При наличии вариантов и комбинаций более чем 110-летнего развития конструкторско - технологических решений СИУ, насколько известно, отсутствует количественно-качественный сравнительный анализ различных СЭМС.



Рис.2. Варианты схем пространственной электромагнитной системы с аксиальным потоком стержней и комбинированным (а), витым трехконтурным (б), а также витым разрезным (в) магнитопроводами:

1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Настоящая работа направлена на решение задачи определения показателей оценки технического уровня вариантов СЭМС с целью возможности их структурной оптимизации.

Представляется, что сопоставление СЭМС может быть выполнено на основе двух групп показателей и

признаков (основных и вспомогательных). Первая группа может состоять из количественных величин, определяющих технические характеристики [7]. Второй группе должны соответствовать характерные особенности и признаки технического уровня, определяющие трудоемкость изготовления, ток холостого хода, добавочные потери, а также функциональные возможности [3].

Величины первой группы можно определить, руководствуясь [7], на основе комплексного показателя качества

$$Q = \sum_{i=1}^{n} q_i m_i , \qquad (1)$$

где  $q_i$  - относительный показатель, определяемый отношением однотипных i-x параметров из номенклатуры n основных показателей функциональной и технической эффективности новой разработки и условно базового аналога сравниваемых устройств электромеханики (УЭМ);  $m_i$  - коэффициент весомости i – го параметра, установленный экспертным ме-

тодом, причем для *n* показателей качества 
$$\sum_{i=1}^{n} m_i = 1$$
.

В соответствии с [7], основными для СЭМС являются показатели объема и габаритных размеров, удельной материалоемкости и стоимости, коэффициента полезного действия (КПД), а также уровня отходов ЭТС.

Первый показатель  $q_1$  сравнения базового (индекс б) и сравниваемого вариантов можно определить на основе коэффициента  $K_{\kappa 0}$  использования геометрического объема [5] указанных вариантов:

$$\left.\begin{array}{l}q_{1} = K_{KOO}/K_{KO};\\K_{KO} = \Pi_{ac}/\Pi_{KO};\\K_{KO}^{'} = \Pi_{ac}/\Pi_{\Gamma D},\end{array}\right\} (2)$$

где  $\Pi_{ac}$  - площадь активных сечений (ограниченная контурами периферийных поверхностей магнитопровода и обмоток);  $\Pi_{KO}$  - площадь, ограниченная контурной окружностью диаметром  $Д_{K}$  (рис. 1, а);  $\Pi_{\Gamma p}$  - площадь контура габаритных размеров  $b_{\Gamma}$  и  $l_{\Gamma}$  (рис. 1, б).

Вариант коэффициента (2) определятся особенностями объекта установки (К<sub>ко</sub> - в цилиндрическом корпусе; К'<sub>ко</sub> - в прямоугольном блоке системы электрооборудования). Указанный коэффициент является наиболее важным показателем ЭМС СИУ электротехнических комплексов транспортных средств, особенно морских подводных и авиационнокосмических.

Общим недостатком всех вариантов СЭМС с прямоугольным и приближающимся к окружности сечением стержней, является невысокое значение ко-эффициента К<sub>ко</sub> (К'<sub>ко</sub>).

Величина К<sub>ко</sub> (К'ко) и компактность СЭМС мо-

гут быть повышены способом уменьшения межосевого расстояния boc (рис.2 – рис.3) геометрических центров сечений стержней на основе нетрадиционных конфигураций стержней, ярем и катушек обмотки (рис.3), обеспечивающих параллельность стенок обмоточных окон [5]. На рис.3, а и б представлены варианты СЭМС с шестигранным внутренним контуром витого ярма для СИУ малой и средней мощности. Стержни могут быть выполнены из витой разрезной заготовки с трехгранной образующей (рис.3, а), а также из разрезных или сплющенных витых концентрических заготовок (рис.3, б). Рис.3, в и г характеризует СЭМС для СИУ мощностью до 10000 кВ.А с трехгранными внутренними контурами витых ярем и стержнями из витых элементов трехгранной формы, а также из идентичных прямоугольных пластин (листов) ЭТС образованных поперечным разделением ленты (рулона) ЭТС.



Рис.3. Варианты схемы пространственной электромагнитной системы с параллельными стенками обмоточных окон и витыми (а - в) и комбинированным (г) магнитопроводами: 1 – стержень; 2 – ярмо; 3 – катушка обмотки

Второй, третий и четвертый показатели  $(q_2, q_3, q_4)$  можно определить на основе частных критериев оптимизации СИУ (соответственно минимумов массы, стоимости и потерь) при наличии математических моделей (ММ) с идентичными для всех

вариантов СЭМС управляемыми переменными (УП). Указанные критерии, как правило, определяются при проектных ограничениях, соответствующих конкретным требованиям (например, напряжение короткого замыкания U<sub>к</sub> или ток холостого хода соответственно силового или измерительного трансформатора). Поскольку каждая из возможных принципиальных схем СЭМС может быть реализована с различным числом стыков на фазу, величина тока холостого хода при определении количественных показателей структурной оптимизации может не учитываться. Наличие стыков должно приниматься во внимание при выборе базового варианта на стадии параметрической оптимизации конкретного СИУ. Согласно, например [1], активная и реактивная ( $U_{\rm ka}$  и  $U_{\rm kp}$ ) составляющие U<sub>к</sub> зависят от электромагнитной мощности трансформатора S, частоты сети f и соотношения электромагнитных нагрузок (плотности тока обмоток Δ и индукции стержня  $B_{c}$ ):

$$U_{\mathrm{Ka}} = \sqrt[4]{\Delta^3} / \left( \sqrt[4]{S} \sqrt[4]{f^3 B_{\mathrm{c}}^3} \right);$$

$$U_{\mathrm{Kp}} = b_{\mathrm{o}} \Delta / B_{\mathrm{c}} ,$$

$$(3)$$

где  $b_0$  - составляющая, определяемая размерами катушек и изоляционного промежутка в пределах половины ширины  $b_0$  обмоточного окна (рис.3).

Из соотношений (3) следует, что зависимые от УП и определяющие  $q_2$ ,  $q_3$ ,  $q_4$  целевые функции ММ СИУ не должны содержать исходных данных, технических требований (номинальной мощности  $S_{\rm H}$ , номинального изменения напряжения  $\Delta U$ ...) и электромагнитных нагрузок.

Следует также отметить, что сравнительный анализ отличающихся конструкцией и пространственной формой элементов активной части (АЧ) УЭМ одинакового назначения, принято выполнять при соблюдении принципа электромагнитной эквивалентности [8]. Этому принципу соответствуют идентичности мощности, электромагнитных нагрузок, коэффициентов заполнения и применяемых материалов сравниваемых УЭМ. Обозначенным выше требованиям к исходным данным, УП и целевым функциям удовлетворяют ММ трансформаторов [9,10].

В указанных моделях целевыми функциями оптимизации СЭМС являются относительные коэффициенты изменения массы  $K_{\rm M}$ , стоимости  $K_{\rm c}$  и суммарных потерь  $K_{\rm II}$  АЧ. В качестве УП приняты: отношение  $\lambda_{\rm o}$  высоты  $h_{\rm o}$  и ширины  $b_{\rm o}$  обмоточного окна, отношение «*a*» диаметров расчетных контурных окружностей с диаметрами  $Д_{\rm H}$  и  $Д_{\rm B}$ , а также центральный угол стержня  $\alpha_{\rm c}$  (рис.3):

$$\lambda_0 = h_0 / b_0$$
;  $a = \Pi_H / \Pi_B$ 

При этом реальные целевые функции (массы  $m_A$ , стоимости  $c_A$  и суммы потерь  $P_{\Sigma}$ ) связаны с соответствующими относительными коэффициентами зависимостями, содержащими характеристики мате-

риалов и коэффициент исходных данных и электромагнитных нагрузок К<sub>и</sub>. Например, масса АЧ трансформатора с каждым из известных вариантов СЭМС определяется выражением [9,10]:

$$\begin{split} m_{\rm A} &= \gamma_{\rm c} \mathrm{K}_{3\mathrm{M}} \left( \sqrt[4]{\mathrm{K}_{\mathrm{H}} / \mathrm{K}_{3\mathrm{O}} \mathrm{K}_{3\mathrm{M}}} \right)^{3} \mathrm{K}_{\mathrm{M}} \, ; \\ \mathrm{K}_{\mathrm{H}} &= \frac{S_{\mathrm{H}}}{6,66 \, fB_{\mathrm{c}}} \left[ \frac{\mathrm{K}_{U1}}{\Delta_{1} \eta \cos \phi_{1}} + \frac{\mathrm{K}_{U2}}{\Delta_{2}} \right] ; \\ \mathrm{K}_{\mathrm{M}} &= \mathrm{K}_{\mathrm{MM}} (\lambda_{\mathrm{o}}, a, \alpha_{\mathrm{c}}) + \gamma_{\mathrm{o}} \mathrm{K}_{3\mathrm{O}} \mathrm{K}_{\mathrm{MO}} (\lambda_{\mathrm{o}}, a, \alpha_{\mathrm{c}}) / \gamma_{\mathrm{c}} \, , \end{split}$$

где  $\gamma_c$  и  $\gamma_o$  - плотности ЭТС и меди (алюминия) обмотки;  $K_{3M}$  и  $K_{30}$  - коэффициенты заполнения магнитопровода сталью и обмоточного окна медью (алюминием);  $K_{U1(2)}$  - коэффициенты, учитывающие изменение  $\Delta U$ ;  $\Delta_{1(2)}$  - плотность тока первичной (вторичной) обмотки;  $\eta$  и соз  $\phi_1$  - КПД и энергетический коэффициент трансформатора;  $K_{MM}(\lambda_o, a, \alpha_c)$  и  $K_{MO}(\lambda_o, a, \alpha_c)$  - индивидуальные для каждой из СЭМС коэффициенты изменения масс магнитопровода и обмотки.

Согласно [10], наихудшими показателями материалоемкости и стоимости характеризуется радиальная СЭМС (рис.1).

Для всех аксиальных СЭМС типа (рис.2-рис.3) зависимости  $m_A$ ,  $c_A$  и  $P_{\Sigma}$  от  $\lambda_0$  и *а* являются унимодальными функциями, а  $\alpha_c$  ограничивается конструктивно и технологически [9,10]. Поэтому показатели  $q_i$  определяются значениями экстремумов  $K_M$ ,  $K_c$  и  $K_{\Pi}$  базового и исследуемых вариантов при условно и практически идентичных в зонах экстремумов (минимумов) указанных функций предварительно принятых энергетических показателях  $\eta$  и соз  $\phi_1$ :

$$q_2 = \frac{K_{M \ni 6}}{K_{M \ni}}; q_3 = \frac{K_{c \ni 6}}{K_{c \ni}}; q_4 = \frac{K_{\Pi \ni 6}}{K_{\Pi \ni}}$$

Уровень отходов ЭТС определяется коэффициентом  $q_5 = \mathrm{K}_{\,\mathrm{этсб}}/\mathrm{K}_{\,\mathrm{этс}} \;,$ 

где К<sub>этсб</sub> и К<sub>этс</sub> - коэффициенты отношения массы использованной стали и массы непропитанного магнитопровода базового и сравниваемого вариантов.

Во вторую вспомогательную группу особенностей и признаков следует включить: число стыков на фазу; особенности расположения (наличие совпадения) слоев стали стержней и ярем в плоскостях стыков; наличие и число пересекающихся плоскостей стыков различных фаз; количество составных элементов магнитопровода и наличие среди них идентичных, количество единиц технологической оснастки, а также необходимость использования сложного технологического оборудования (например, штамповочного).

Относительные целевые функции также могут быть использованы для двухэтапной параметрической оптимизации СИУ. На первом этапе определяются экстремальные значения  $\lambda_{09}$  и  $a_9$ , которые соответствуют оптимальным соотношениям размеров при заданном критерии оптимизации. На втором этапе при

фиксированных  $\lambda_{09}$ ,  $a_3$ , и  $\alpha_c$  оптимизируются электромагнитные нагрузки при заданных проектных ограничениях.

## выводы

1. Сопоставительный анализ вариантов СЭМС может быть выполнен на основе пяти количественных относительных показателей СИУ  $q_{(i=1,...5)}$  и по меньшей мере шести признаков технического уровня конструкции и технологии производства магнитопроводов.

2. Универсальными, то есть независимыми от конкретных соотношений электромагнитных нагрузок и пригодными для определения показателей  $q_i$  исходя из оптимальных геометрических соотношений каждой из существующих СЭМС СИУ, являются относительные целевые функции в виде коэффициентов изменения массы, стоимости и суммы потерь, а также УП геометрической оптимизации:  $\lambda_0$ , a,  $\alpha_c$ .

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Бальян Р.Х. Трансформаторы малой мощности. Л.: Судпромгиз, 1961. – 368 с.
- [2] Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов: Учеб. пособие для вузов. – 4-е изд. перераб. и доп. – М.: Энергия, 1976. – 544 с..
- [3] Дорожко Л.И., Либкинд М.С. Реакторы с поперечным подмагничиванием. М.: Энергия, 1977. 176 с.
- [4] Орлов Е.Г. Главная задача отраслевой науки эффективность производства и энергосбережение// Электротехника. – 1990. - №1. – с.4-6.
- [5] Плахтырь О.О. Варианты конструкций и классификация пространственных магнитопроводов трехфазных трансформаторов и реакторов// Електротехніка і електромеханіка. – 2002. - №3. – с.64-65.
- [6] Новые конструкции трехфазных трансформаторов с ленточными магнитопроводами/ Пентегов И.В., Рымар С.В., Лавренюк А.В. и др. – вісник НТУ "ХПІ". Збірник наукових праць. Тематичний випуск: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2002. - №14. – с.86-87.
- [7] Руководящий документ РД 16538-89. Машины электрические малой мощности. Оценка уровня качества. – М.: ВНИИ стандартэлектро, 1989.
- [8] Паластин Л.М. Электрические машины автономных источников питания. М.: Энергия, 1972. 464 с.
- [9] Ставинский А.А., Плахтырь О.О., Ставинский Р.А. Зависимости массо-стоимостных показателей трехфазных пространственных трансформаторов с ромбическими катушками обмоток от геометрических соотношений активной части// Електромашинобудування та електрообладнання. Міжвід. наук.-техн. зб. – 2002. Вип..58. – с.85-91.
- [10] Ставинский А.А., Плахтырь О.О. Сравнительный анализ материалоемкости вариантов трехфазных пространственных электромагнитных систем.// Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету: Наукові праці КДПУ. Кременчук: КДПУ, 2003. №2(19), том 1. с.53-56.

Поступила 30.09.2003

# СИНТЕЗ ГЕНЕТИЧНО МОДИФІКОВАНИХ КОНСТРУКЦІЙ МАГНІТОЕЛЕКТРИЧНИХ ПЕРЕТВОРЮВАЧІВ

Харчишин Б.М.

Національний університет "Львівська політехніка" Україна, 79000, Львів, вул. Ак.Колесси, 2, СКБ ЕМС тел./факс (0322)74-01-44, E-mail: nil68@polynet.lviv.ua

Наведено результати синтезу на основі геометричного моделювання нових конструкцій магнітоелектричних перетворювачів гідропідсилювачів, пристосованих до використання рідкісноземельних постійних магнітів. Розглянуті конструкції характеризуються підвищеними енергетичними показниками при одночасній мініатюризації їхніх розмірів.

Приведены результаты синтеза на основании геометрического моделирования новых конструкций магнитоэлектрических преобразователей гидроусилителей, приспособленных к использованию редкоземельных постоянных магнитов. Рассматриваемые конструкции характеризуются повышенными энергетическими показателями при одновременной миниатюризации их размеров.

# ВСТУП

У сучасних гідросистемах керування літальними апаратами, металообробними верстатами, оптичними телескопами та антенами широке застосування знайшли магнітоелектричні перетворювачі (МЕП) вхідного електричного сигналу в обмежене пропорційне переміщення вихідного елемента.

Вдале поєднання їхніх позитивних якостей як виконавчих елементів (швидкодія, високий коефіцієнт віддачі), так і метрологічних перетворювачів (лінійність та симетрія характеристик, мала зона нечутливості) гарантують перспективність подальшого застосування МЕП в системах гідроприводів.

Однак існуючим конструкціям МЕП притаманні і деякі недоліки. Наприклад: відносна конструктивна складність нерухомої частини магнітопровода, наявність значних потоків розсіяння постійних магнітів (ПМ) та обмотки керування (ОК) (рис.1). Основним же недоліком традиційної конструкції слід вважати непристосованість її до ПМ на основі сучасних рідкісноземельних матеріалів, оптимальне використання яких можливе при відношенні гідравлічного діаметра їх форми *d* до довжини *l* вздовж осі намагнічення *d/l>1*.



Рис. 1. Традиційна конструкція МЕП типу МП-220

Зважаючи на не використані досягнення у галузі створення новітніх матеріалів, перед інженерамирозробниками МЕП відкривається можливість вирішити такі важливі задачі, як збільшення електромагнітного моменту, крутизни механічної характеристики та величини переміщення робочого органу при одночасній мінімізації вхідного електричного сигналу керування, габаритних розмірів та маси перетворювачів.

# СИНТЕЗ КІЛЬЦЕВОЇ СТРУКТУРИ МЕП

Генерування нових конструкцій МЕП базується на використанні первинної генетичної інформації, яку несуть геометричні примітиви – елементарні об'єкти для здійснення перетворень і побудови складніших просторових структур [1].

За базовий об'єкт приймемо примітив (рис.2), адаптований до застосування рідкісноземельних ПМ, з переміщенням якоря впоперек ліній магнітної індукції (МЕП першого типу) та від'ємним значенням крутизни механічної характеристики, як найперспективніший до подальшого його використання та вдосконалення [2].



Рис. 2. Геометричний примітив конструкції МЕП, пристосований до постійних магнітів рідкісноземельної групи

Якір геометричного примітиву складається з ПМ 1 з полюсними наконечниками 2 та 2'. Магнітопровід 3 обмотки керування 4 закінчується розчепленим полюсом, елементи якого симетрично зсунуті відносно полюсних наконечників якоря в напрямі його руху. Маючи степінь свободи по осі *у*, внаслідок взаємодії потоку підмагнічування ПМ та потоку, створеного ОК, якір може переміщуватися поступально вздовж цієї осі в напрямі, що залежить від напрямку струму ОК.

Доповнивши геометричний примітив дзеркальним його відображенням відносно площини *уОz*, отримаємо обертову конструкцію МЕП з рухом якоря відносно осі *z* (рис.3). Тут і надалі позначення тіж, що і на рис. 2.



Рис. 3. Конструкція обертового МЕП на основі вибраного примітиву

Усуваючи основний недолік такого перетворювача – перпендикулярне розташування площин магнітопроводів якоря і статора здійснимо топологічне перетворення його конструкції поворотом на 90° сендвіч-якоря навколо осі *x*, практично не змінюючи конфігурацію виступів полюсних наконечників якоря (рис. 4). При такій трансформації ці виступи набувають кігтеподібної форми.



Рис. 4. Трансформована обертова конструкція МЕП

При заміні П-подібних полюсних виступів магнітопроводу ОК на суцільні і переносі обмотки керу-

вання на ці полюси (рис. 5), характер взаємодії магнітних потоків ПМ і ОК не змінюється.



Рис. 5. Топологічно перетворена обертова конструкція МЕП

Подальша топологічна трансформація полягає у заміні 180–градусного зсуву активних зон на кут  $\alpha$  і трансляції їх по колу, що допомагає повніше використати об'єм МЕП і збільшити сумарний об'єм простору електромеханічного перетворення енергії (рис.6).



Рис. 6. Формування багатополюсної структури обертового МЕП

Аналогом такої конструкції є МЕП кільцевої структури (рис. 7), що відрізняється тільки кільцевою ОК та кігтеподібними полюсними виступами її магнітопровода. Магнітопроводи ротора 1 та 2, зрештою, як і статора 4 та 5, є абсолютно ідентичними. Кільцева структура МЕП забезпечує можливість використання тільки одного магніту 3 для поляризації p-полюсної системи ротора та однієї обмотки для створення p-полюсного потоку керування, що разом із збільшенням сумарного об'єму простору перетворення енергії забезпечує більш раціональне використання міді ОК та матеріалу ПМ.

Інший варіант кільцевої конструкції МЕП, синтезований на базі цього ж примітиву, показаний на рис. 8. Ця конструкція є оберненою до вище описаної і відрізняється рухомою обмоткою керування, що зменшує надійність перетворювача, особливо при значному робочому діапазоні кута повороту ротора. Однак зменшення об'єму міді зумовлює зниження потужності керування. Ротор може виконуватись як зіркоподібний магнітопровід з обмотаними полюсами (рис. 8а), так і з кільцеподібною ОК.



Рис. 8. МЕП оберненої кільцевої структури *a)* ротор з ОК, *б)* статор з ПМ

Аналогічним чином можна генерувати кільцеві структури МЕП і на базі інших геометричних примітивів [2]. Доцільність конкретної з них визначається складом обмежень на область синтезу та експлуатаційними вимогами.

# СИНТЕЗ ГРЕБІНЦЕВОЇ СТРУКТУРИ МЕП

Дослідження показали, що електромагнітний момент МЕП прямопропорційний аксіальній довжині перетворювача та радіусу його розточки, оберненопропорційний величині повітряного проміжку і не залежить від ширини полюсів. Останнє твердження наштовхує на створення МЕП із збільшеною кількістю взаємодіючих елементів зменшеної ширини, завдяки чому можна значно збільшити сумарний електромагнітний момент та крутизну механічної характеристики перетворювача при незмінних його масі й габаритах.

Однак спроба подальшої мініатюризації у рамках прийнятих конструкційних рішень наштовхується на певні труднощі зумовлені як технологічними, так і феноменологічними факторами. Перші виникають внаслідок обмеженого мінімального розміру кігтеподібного зубця, який можливо виконати на доступному обладнанні. Інші виникають через зменшення міжполюсних проміжків у багатополюсних статорах і роторах МЕП, що призводить до зростання потоків розсіяння полюсних систем і може звести нанівець переваги кільцевої конструкції. Таким чином кількісні зміни переходять у якісні, й усунути наявні протиріччя між потенційними можливостями кільцевої конструкції МЕП та технологічно-феноменологічними наслідками подальшої її мініатюризації можна шляхом інтегрального виконання окремих груп зубцевих зон. Виконання на кожному з полюсів статора і ротора так званих гребінцевих зон дозволяє знизити полюсність, а відтак, і потоки розсіяння конструкці. Ці структури подібні до полюсних систем крокових двигунів і виконуються з величиною зубцевої поділки 1,5÷2 мм.

Відмова від Г-подібної форми полюсних виступів якоря дає змогу суттєво зменшити їхні магнітні потоки розсіяння, а наконечники ПМ виконати у вигляді двох ідентичних зубчастих шайб, розташованих на валі із зміщенням на полюсну поділку статора (рис. 9). Така трансформація дозволяє виконати полюсні наконечники рогора та статора зубчастими, не змінюючи характер зміни магнітної провідності між ними і перейти до конструкції МЕП з гребінцевими зонами (рис. 10) [3].



Рис. 9. Модифікована конструкція якоря МЕП

Намагання зберегти симетрію розташування полюсів індуктора призвело до появи великих і малих вікон між зубцевими зонами якоря, що чергуються між собою.

При цьому крок нарізання пазів ротора не збивається, що видно з рис. 11, на якому показана гребінцева структура МЕП у розгорнутому вигляді для чотириполюсного МЕП з кількістю зубців кожного полюса індуктора n = 3, кількості зубцевих поділок ро-

тора z = 18, шириною його міжполюсного вікна s = 2 зубцеві поділки та шириною малого t = 1,5 та великого q = 2,5 вікон ротора.



 Рис. 10. Конструкція чотириполюсного МЕП із гребінцевими зонами:
 а) структура активної зони у площині верхнього магнітопроводу; б) структура активної зони у площині нижнього магнітопроводу



Рис. 11. До визначення структурних співвідношень активної зони МЕП гребінцевої конструкції

Для забезпечення функціювання МЕП структури гребінцевих зон необхідно виконувати з наступними співвідношеннями між вказаними величинами

z = p (2 (n + s) - l); q - t = l; q + t = 2s (1) Подібно можна синтезувати конструкції МЕП з гребінцевими зонами, показані на рис. 12 та 13. Перша з них має кільцеподібний магніт, встановлений на статорі, а ротор виконано з ОК. На відміну від всіх інших гребінцевих конструкцій тут вал повинен бути феромагнітним.

Інша конструкція (рис.13) має одну тороїдну котушку керування і ПМ, встановлені на роторі радіально. Тут беззубцеві зони різної ширини тепер знаходяться на статорі.



Рис. 12. Конструкція МЕП з гребінцевими зонами з рухомим індуктором



Рис. 13. Гребінцевий аналог МЕП кільцевої структури

#### ВИСНОВКИ

У процесі свого вдосконалення топологія структури магнітного кола МЕП змінювалась у відповідності як із зростаючими вимогами до параметрів та характеристик, так і з досягненнями у галузі електротехнічних та конструкційних матеріалів.

Синтезована на основі геометричного підходу кільцева конструкція дозволила:

 покращити технологічність конструкції шляхом заміни елементів призматичної форми елементами тіл обертання;

 зменшити масо–габаритні показники за рахунок застосування постійних магнітів рідкісноземельної групи;

 збільшити питомий електромагнітний момент завдяки збільшенню об'єму активного простору перетворення енергії;

Подальше вдосконалення МЕП на базі синтезу активної частини з гребінцевими зонами дозволило перейти до значно більшої кількості взаємодіючих елементів ротора та статора і збільшити електромагнітний момент МЕП, уникаючи зростання магнітних потоків розсіяння полюсних систем.

#### ЛІТЕРАТУРА

- [1] Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем. - К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
- [2] Харчишин Б., Завгородний В. Тенденции развития конструкции электромеханических преобразова-телей для электрогидроприводов. // 3rd ISTC on Unconventional Electromehanical and Electrical Systems. 19-21 september 1997, -Alushta (Ukraine) - P. 255 – 260.
- [3] Харчишин Б.М. Синтез активної частини магнітоелектричних перетворювачів з гребінцевими зонами. // Електроенергетичні та електромеханічні системи. Вісник НУ "Львівська політехніка". Вип. 403. 2000. - С.175 - 180.

Надійшла 30.08.2003

# ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ ВЗРЫВОЗАЩИЩЕННОГО АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ С ЛИТОЙ МЕДНОЙ КОРОТКОЗАМКНУТОЙ ОБМОТКОЙ РОТОРА ПРИ СТОХАСТИЧЕСКОМ НАГРУЖЕНИИ

Чуванков В.Ю., Чувашев В.А., к.т.н., Железняков А.В., Папазов Ю.Н., Медведев Ю.Л., Чувашев И.В., Демченко В.Н., Лень А.Т. Украинский НИИ взрывозашишенного электрооборудования (УкрНИИВЭ)

Украина, 83052, Донецк, ул. 50-ой Гвардейской дивизии, 17, УкрНИИВЭ

тел. (062) 382-93-53; факс (062) 382-93-52

Запропоновано метод визначення електромагнітного моменту вибухозахищеного асинхронного двигуна з литою мідною короткозамкненою обмоткою ротора при стохастичному навантаженні. Метод дозволяє на стадії проектування вибрати оптимальні параметри двигуна з метою підвищення його перевантажувальної здібності, надійності та енергетичних показників (на прикладі комбайнового двигуна 2ЭКВ 3,5-210).

Предложен метод определения электромагнитного момента взрывозащищенного асинхронного двигателя с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора при стохастическом нагружении. Метод позволяет на стадии проектирования выбрать оптимальные параметры двигателя с целью повышения его перегрузочной способности, надежности и энергетических показателей (на примере комбайнового двигателя 2ЭКВ 3,5-210).

#### ВВЕДЕНИЕ

В процессе анализа электромагнитного момента взрывозащищенных асинхронных электродвигателей с литой медной короткозамкнутой обмоткой ротора для привода горных машин при стохастическом нагружении выявлены две составляющие:

- средний момент, определяемый по математическому ожиданию;

- случайный момент, определяемый вероятностными характеристиками стохастического момента.

Основой для определения этих двух составляющих служит амплитудно-частотная характеристика двигателя, определяемая аналитически по схемам замещения двигателя и медного стержня в пазу ротора. Параметры схемы замещения определены аналитически по основной и высшим гармоникам (вплоть до 20-й включительно).

Расчет электромагнитного момента, потерь, токов с учетом стохастического характера нагружения позволяет на стадии проектирования двигателя выбрать оптимальные параметры для получения наибольшей перегрузочной способности, надежности и энергетических показателей.

# АНАЛИЗ И МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО МОМЕНТА АСИНХРОННОГО ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЯ

Стохастический момент сопротивления  $M_c(t)$  на валу взрывозащищенных асинхронных электро-двигателей (ВАД) в приводе большинства горных машин относится к классу стационарных эргодических моментов – рис.1. Вероятностными характеристиками случайного  $M_c(t)$  в момент времени  $t_\kappa(t_e)$  являются:

- математическое ожидание (MO)

$$m_c(t) = \frac{\sum_{i=1}^{m} M_{ci}(t_\kappa)}{n}; \qquad (1)$$

- дисперсия или средне-квадратическое отклоне-

n

ние (СКО)

$$D_m(t_{\kappa}) = \frac{\sum_{i=1}^{n} [M_{ci}(t_{\kappa}) - m_c(t_{\kappa})]^2}{n-1};$$
 (2)

- корреляционная функция (КФ)

$$K_{\mathcal{M}}(t_{\kappa}, t_{e}) = \frac{\sum_{i=1}^{n} [M_{ci}(t_{\kappa}) - m_{c}(t_{\kappa})] \cdot [M_{ci}(t_{e}) - m_{c}(t_{e})]}{n-1}; \quad (3)$$

где n – количество реализаций  $M_c(t)$  на интервалах времени  $t_{\kappa}$ ,  $t_e$ .

 $M_{c}(t)$  привода горных машин реализуется в виде рядов, периодически изменяющихся функций. Для случая, когда  $m_{c}(t) \rightarrow 0$  – рис.1.б)



Рис.1. Стационарный эргодический момент сопротивления на валу привода горных машин

$$M_{c}(t) = \frac{4 \cdot M_{c.\max}}{\pi} [\sin \frac{\pi \alpha}{2} \cos \omega t + \frac{1}{3} \sin \frac{3\pi \alpha}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \sin \frac{5\pi \alpha}{2} \cos 5\omega t + ...]$$
(4)  

$$\mathcal{A}_{J}\pi c_{J} \nabla \nabla \sigma a \quad m_{c}(t) \neq 0 - \text{puc.1.a})$$

$$M_{c}(t) = M_{c.\max} [\alpha + \frac{2}{\pi} \sin \pi \alpha \cdot \cos \omega t + \frac{1}{2} \sin 2\pi \alpha \cdot \cos 2\omega t + \frac{1}{3} \sin 3\pi \alpha \cdot \cos 3\omega t + ...]$$
(5)

Чем больше членов ряда в (4), (5), тем адекватнее представление  $M_c(t)$  к реальным графикам стохастической нагрузки, что обусловлено возможностями вычислительной техники. С достаточной для практики точностью в приводе горных машин ограничиваются 11...13 гармониками.

Для приводных двигателей, в частности, добычных комбайнов, при таком представлении  $M_c(t)$  корреляционная функция имеет вид [1]:

$$K_{\mathcal{M}}(t_{\kappa}, t_{e}) = e^{-\delta \left| \phi \right|} \cdot \cos \beta \tau , \qquad (6)$$

или  $K_{\mathcal{M}}(t_{\kappa}, t_{e}) = e^{-\delta} \phi (b \cdot \cos \beta \tau + c \cdot \sin \beta \tau),$  (7)

где  $\alpha$  – параметр КФ. Чем больше  $\alpha$ , тем более беспорядочный характер носит реализация  $M_c(t)$ ;

$$[\tau] = |t_1 - t_2|;$$

α, β, b, c – коэффициенты КФ. Определяются по методу наименьших квадратов [2].

Стремление КФ к нулю при  $\tau \to \infty$  говорит в пользу эргодичности  $M_c(t)$ .

Стохастический момент привода горных машин имеет нормальный закон распределения, одномерная плотность вероятностей которого [3]

$$f(\xi) = \frac{1}{y_0 \cdot \sqrt{2p}} \cdot e^{-0.5(\frac{o-\langle o \rangle}{y_0})^2},$$
 (8)

где  $\xi$  – случайная функция –  $M_c(t)$ ; у<sub>о</sub> – дисперсия случайной функции;  $<\xi>$  – математическое ожидание случайной функции.

При небольшом времени непрерывной работы  $t_p = 2...5$  мин, а также при пуске ВАД  $M_c(t)$  относят к классу нестационарной случайной функции.

Степень загруженности ВАД переменной составляющей  $M_c(t)$  характеризуется коэффициентом вариации:

$$\nu = \frac{y_0}{\langle 0 \rangle} \,. \tag{9}$$

В большинстве случаев для ВАД привода горных машин *v* =0,1...0,15.

Стохастический характер графика нагрузки  $M_c(t)$  приводит к тому, что установившийся продолжительный режим работы ВАД сопровождается непрерывным переходными процессами, когда потребляемый ток и электромагнитный момент не постоянны, а изменяются по определенному закону.

 $M_{c}(t)$  имеет две составляющие: среднее значение, равное математическому ожиданию  $\langle M_{c}(t) \rangle$ , и изменение относительно среднего значения  $\Delta M_{c}(t)$ , характеризующееся вероятностными параметрами  $M_{c}(t)$  и несущее всю информацию о случайном характере  $M_{c}(t)$ .

Для определения токов и электромагнитного момента ВАД можно представить в виде структурной схемы – рис.2, состоящей из совокупности двух стационарных линейных одномерных динамических систем  $\Phi_1(jш)$  и  $\Phi_2(jш)$ , и статического звена, реализующего установившееся значение токов и скольжение ВАД при действии на него  $< M_c(t) >$ .



Рис. 2. Структурная схема ВАД с учетом случайного характера нагрузки

Динамическая система  $\Phi_1$  (jш) реализует реакцию электромеханической системы ВАД на возмущающее воздействие  $\Delta M_c(t)$ , представленного в виде гармонической функции

$$\Delta M_c(t) = M_{c.\max} \cdot \cos(\omega t + \varphi_o), \qquad (10)$$

где  $\varphi_o$  – начальная фаза гармонической функции  $\Delta M_c(t)$ , определяемая по уравнениям (4), (5).

Известно [3], что реакцией линейной стационарной системы на гармонический сигнал является сигнал того же вида, что и входной, но отличающийся от последнего по амплитуде и фазе. Тогда приращение тока

Для определения АЧХ и ФЧХ ВАД с литой медной короткозамкнутой обмоткой (ЛМКО) ротора используется схема замещения – рис.3, учитывающая насыщение магнитной цепи и вытеснение тока в стержнях обмотки ротора в зависимости от скольжения *S*.



Рис.3. Схема замещения электродвигателя

В этой схеме замещения при номинальном скольжении  $S_{H}: U_{\phi 1}$  – фазное напряжение обмотки статора;  $\breve{H}$  – номинальный ток электродвигателя;  $I_{oa}^{'}$  – активная составляющая тока холостого хода;  $I_{2}^{'}$  – ток в ветви схемы замещения роторной цепи (ориентировочно равен приведенному току в стержне  $I_{c}^{'}$ );  $r_{12}$  – активное сопротивление цепи намагничивания;  $x_{12}$  – индуктивное сопротивление фазы статора;  $x_{20}^{'}$  – индуктивное сопротивление фазы статора;

ное сопротивление фазы ротора (приведенное);  $r_2$  - активное сопротивление фазы ротора (приведенное).

Известно, что частотная характеристика передаточной функции представляет собой отношение частотного спектра выходной функции к частотному спектру входной. Для ВАД с ЛМКО ротора частотная характеристика динамического звена  $\Phi_1$ (јш)

$$\Phi_{\rm l}(ju) = \frac{1}{\underline{Z}} = Y(ju), \qquad (12)$$

где Z – комплексное сопротивление динамического звена; Y – комплексная проводимость.

Для электродвигателя, представленного схемой замещения рис.3:

$$\underline{Z} = \frac{r_{12} \cdot (\underline{Z}_1 + \frac{jx_2 \cdot \underline{Z}_2}{jx_{12} + \underline{Z}_2})}{r_{12} + \underline{Z}_1 + \frac{jx_2 \cdot \underline{Z}_2}{jx_{12} + \underline{Z}_2}},$$
(13)

где  $\underline{Z}_1 = r_1 + jx_1$ 

 $\underline{Z}_2 = r'_2 / S + j x'_{20} \int$  комплексные сопротивления ветвей.

Тогда:

$$Y = \frac{r_{12} + \underline{Z}_1 + \frac{jx_2 \cdot \underline{Z}_2}{jx_{12} + \underline{Z}_2}}{r_{12} \cdot (\underline{Z}_1 + \frac{jx_2 \cdot \underline{Z}_2}{jx_{12} + \underline{Z}_2})} = \frac{1}{Z} \cdot e^{-j \cdot artg\varphi} .$$
(14)

В (14) 
$$\frac{1}{Z}$$
 представляет собой амплитудно-

частотную характеристику (АЧХ), а *arctg φ* – фазочастотную характеристику ВАД.

Определение частотных характеристик динамического звена  $\Phi_1$  (јш) выполнено на примере ВАД типа 2ЭКВ3,5-210 с ЛМКО ротора для привода добычного комбайна.

В соответствии со схемой замещения комплексное сопротивление динамического звена  $\Phi_1$  (јш) зависит не только от порядка гармоники, определяемой частотой  $\omega$  (угловой скоростью вращения поля гармоники), но также и от скольжения ротора *S*, также зависящим от порядка гармоники и дисперсии (СКО)  $\Delta M_c(t)$ . С учетом изложенного комплексное сопротивление двигателя 2ЭКВЗ,5-210 с ЛМКО ротора при *S= Sh* по основной гармонике:

$$\underline{Z} = 0,394 \cdot e^{j65^{\circ}};$$

Комплексная проводимость:

Таким образом, при номинальном скольжении *Sн* =0,03 АЧХ и ФЧХ двигателя 2ЭКВ3,5-210 с ЛМКО ротора по основной гармонике ( $\omega = 314 \text{ 1/c}$ ):

$$y(\omega) = 2,538;$$
  $\varphi(\omega) = -65^{\circ}.$ 

При других скольжениях в пределах дисперсии  $\Delta M_c(t)$  значения  $y(\omega)$  и  $\varphi(\omega)$  приведены в табл.1.

Таблица 1

Значения частотных характеристик ВАД

типа 2ЭКВ3,5-210 по основнои гармонике						
$S \cdot 10^{-1}$	0,05	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5
$y(\omega)$	4,7	3,8	3,1	2,538	2,14	1,63
$\varphi(\omega)$	-51°	-59°	-62°	-65°	-68°	-71°

От действия основной гармоники учет увеличения омического сопротивления стержня ротора осуществляется с помощью коэффициента

$$K_r = h'_c \cdot \frac{sh(2h'_c) + \sin(2h'_c)}{ch(2h'_c) - \cos(2h'_c)},$$
(15)

где  $h'_c$  – приведенная высота стержня ротора для учета вытеснения.

С целью учета вытеснения тока в стержне ротора от действия высших гармоник схема замещения роторной цепи представлена в виде многоконтурной системы с постоянными параметрами – рис. 4. Разбиение стержня ротора на изолированные друг от друга бесконечно тонкой изоляцией элементарные слои приводит к повышению порядка системы дифференциальных уравнений ВАД, однако, как показано в [4] можно ограничиться 2-4 контурами роторной цепи для достижения приемлемой для расчетов точности.



Рис.4. Схема замещения медного стержня в пазу ротора ВАД

Для определения параметров динамического звена  $\Phi_1(j\mathbf{m})$  от действия высших гармоник  $M_c(t)$  используется прямоугольная система координат U-V, вращающаяся со скоростью поля в установившемся режиме  $\omega_{\kappa}$ .

С учетом изложенного комплексное сопротивление

$$Y = \frac{1}{\underline{Z}} = \cdot \frac{1}{0,394 \cdot e^{j65^{\circ}}} 2.538 \cdot e^{-j65^{\circ}}$$

$$\underline{Z} = \begin{bmatrix} r_1 + (j\omega + j\omega_k)L_1 & L_m(j\omega + j\omega_k) & L_m(j\omega + j\omega_p) \\ L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] & r_2 + [j\omega + j(\omega_k - \omega_p)]L_2 & L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] \\ L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] & L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] & L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] \\ \vdots \\ \vdots \\ L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] & L_m[j\omega + j(\omega_k - \omega_p)] & r_n + [j\omega + j(\omega_k - \omega_p)]L_n \end{bmatrix}$$
(16)

где  $r_i$ ,  $L_i$  – параметры контуров; i =1,2,... n;  $\omega_p$  – угловая скорость вращения ротора;  $L_m$  – взаимная индуктивность контуров.

Система уравнений (16) представляет собой матрицу в абсолютных значениях параметров, что пред-

 $\underline{Z} = \begin{bmatrix} r_1 + pL_1 & -L_1 & pL_m \\ L_1 & r_1 + pL_1 & L_m \\ pL_m & -L_m \cdot S & r_2 + pL_2 \\ \dots \\ L_m \cdot S & pL_m & L_m \cdot S \\ D\sum_{2}^{n} i_{kv} & -D\sum_{2}^{n} i_{ku} & -D \cdot i_{1v} \end{bmatrix}$ 

где p – оператор дифференцирования по времени t;  $D = 1,5 \cdot P_n L_m$ ;  $P_n$  – число пар полюсов ВАД; S – скольжение ротора; J – суммарный момент инерции ротора и сочлененных с ним механизмов;  $i_{ku}$ ,  $i_{kv} \dots i_{nu}$ ,  $i_{nv}$  – токи соответствующих контуров по осям U – V.

Матрица (17) дополнена элементами уравнения движения ротора  $J, \omega_p, P_n, S$ , влияющих на параметр <u>Z</u> при воздействии высших гармоник.

Тогда частотная характеристика динамического звена

$$\Phi_1(jm) = \frac{\Delta_{km}(j\omega)}{\Delta(j\omega)}, \qquad (18)$$

где  $\Delta$  – определитель системы, получаемый из (17) посредством замены *p* на *jщ*;  $\Delta_{km}$  – алгебраическое

$$\underline{Z}' = \begin{bmatrix} r_1 + pL_{10} & -\omega_{\kappa}L_{1t} & pM_o \\ \omega_{\kappa}L_{10} & r_1 + pL_{1t} & \omega_{\kappa}M_o \\ pM_o & -M_t \cdot (\omega_{\kappa} - \omega_p) & r_2 + pL_{20} \\ \dots \end{bmatrix}$$

$$M_o \cdot (\omega_{\kappa} - \omega_p) \qquad pM_t \qquad M_o \cdot (\omega_{\kappa} - \omega_p)$$
$$D_o \sum_{2}^{n} i_{kv} \qquad -D_t \sum_{2}^{n} i_{ku} \qquad -D_o \cdot i_{1v}$$

где  $D_o = 1,5 \cdot P_n \cdot M_o$ ;  $D_t = 1,5 \cdot P_n \cdot M_t$ ;  $L_{\kappa o}$ ,  $L_{\kappa t}$  – статическая и динамическая индуктивности контуров статора и ротора. Определяется из графика зависимости потокосцепления от тока по хорде и касательной к рабочей точке.

Частотная характеристика динамического звена  $\Phi_2(ju)$  определяется аналогично (18). На рис. 5 и 6 приведены частотные характеристики ВАД с ЛМКО ротора типа 2ЭКВ3,5-210, рассчитанные для основной (f=50Гц) и высших гармоник до двадцатой включительно (f=1000 Гц).

В соответствии с [5] электрические потери в контурах стержня ротора ставляет определенные неудобства при расчетах. Поэтому, запишем эту матрицу в относительных единицах в операторной форме

$$\begin{array}{cccc} & & & -L_{m} & & 0 \\ & & & pL_{m} & & 0 \\ p_{2} & & -L_{m} \cdot S & & i_{2v} \cdot L_{2} + L_{m} \sum_{1}^{n} i_{kv} \\ & & & r_{n} + pL_{n} & -(i_{nu} \cdot L_{n} + L_{m} \sum_{1}^{n} i_{ku}) \\ & & & D \cdot i_{1u} & & \frac{j}{P_{n}} P \end{array} \right| ,$$
(17)

дополнение этого определителя, соответствующее элементу, стоящему на пересечении *к*-ой строки и *m*-го столбца.

По (18) определяется АЧХ и ФЧХ системы и по (11) – приращение тока. Таким образом, входные величины  $I_k$  и  $\Delta i_k(t)$  известны.

Для расчета электромагнитного момента ВАД  $M_{_{3M}}(t)$  при стохастическом нагружении используется динамическое звено  $\Phi_2(ju\mu)$ , которое учитывает, помимо вытеснения тока в стержнях, насыщение магнитопровода посредством введения в него статической  $M_c$  и динамической  $M_t$  взаимных индуктивностей. С учетом этого матрица комплексного сопротивления приобретает вид:

где  $i_k^2 = i_{ku}^2 + i_{kv}^2$  – квадрат пространственного вектора тока к-го контура;  $\lambda_k^2 = \lambda_{ku}^2 + \lambda_{kv}^2$  – квадрат результирующего модуля АЧХ для к-го контура;  $r_k$  – активное сопротивление к-го контура;  $\varphi_{km}$  – фазовый угол тока в соответствии с ФЧХ для к-го контура.



Рис. 6. Фазо-частотная характеристика электродвигателя 2ЭКВ3,5-210 \_\_\_\_\_ с учетом насыщения \_\_\_\_\_ без учета насыщения

Электромагнитный момент ВАД с ЛМКО ротора при стохастическом нагружении  $M_c(t)$ :

$$M_{\mathfrak{I}}(t) = M_n + 1.5 p L_m I_{k,\max} \cdot \sum_{m,e=u,v} \sum_{k=2}^n (-1)^j \times \\ \times [i_{1m} \cdot \lambda_{ke} \cdot \cos(\omega t + \varphi_o + \varphi_{ke}) + \\ + i_{ke} \cdot \lambda_{1m} \cdot \cos(\omega t + \varphi_o + \varphi_{1m})], \qquad (21)$$

где j=  $\begin{cases} 1 \text{ при } m=u \\ 2 \text{ при } m=v \end{cases}$ 

 $M_n$  – электромагнитный момент для средних значений токов контуров, когда  $M_c(t) = m_c(t)$ .

$$M_n = 1.5 p L_m \cdot (i_{1\nu} \sum_{2}^{n} i_{ku} \cdot i_{1u} \sum_{2}^{n} i_{k\nu}).$$

#### выводы

1. Электромагнитный момент ВАД с ЛМКО ротора при стохастическом нагружении, когда  $M_c(t)$  носит случайный характер, имеет две составляющие: средний  $M_n$ , как в случае детерминированной нагрузки, определяемый по математическому ожиданию  $< M_c(t) >$ , и случайный  $M_{3}(t, w, \lambda, \varphi)$ , определяемый вероятностными характеристиками  $M_c(t)$ .

2. Из выражений для вероятностных характеристик электромагнитного момента ВАД следует, что в продолжительном режиме работы при стохастическом нагружении величина  $M_n$  может быть определена по постоянному значению нагрузочного момента, равному  $< M_c(t) >$ . Диапазон изменения  $M_9$ , оцениваемый посредством дисперсии  $\sigma_{M_9}$ , изменяется линейно в зависимости от диапазона изменения случайного момента нагрузки и существенно зависит от параметров двигателя, в частности от главного индуктивного сопротивления  $X_{12}$ .

3. Рассмотренный метод определения электромагнитного момента при стохастическом нагружении позволяет на стадии проектирования ВАД с ЛМКО ротора выбрать наиболее благоприятное сочетание параметров двигателя с целью повышения его перегрузочной способности, надежности и энергетических показателей.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Докукин А.В., Красников Ю.Д., Хургин З.Я. Статистическая динамика горных машин.- М.: Машиностроение, 1978.- 239 с.
- [2] Гайдукевич В.И., Титов В.С. Случайные нагрузки силовых электроприводов.- М.: Энергоатомиздат, 1983.-160 с.
- [3] Докукин А.В., Красников Ю.Д., Хургин З.Я., Шмарьян Е.М. Корреляционный анализ нагрузок выемочных машин.- М.: Наука, 1969.-136 с.
- [4] Максимкин В.Л. Асинхронный электродвигатель со стохастической нагрузкой.- В кн.: Межвуз. Сб.тр. № 73, М.: МЗИ, 1985.-с.19-27.
- [5] Максимкин В.Л. Разработка и применение математических моделей асинхронных двигателей с учетом случайного характера нагрузки.- Автореферат на соискание учен. степ. канд. техн. наук, М.: МЭИ-1986 г.

Поступила 23.09.2003

# ГЕНЕТИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ И СИСТЕМАТИКА ВИДОВ АСИНХРОННЫХ МАШИН ПОСТУПАТЕЛЬНОГО ДВИЖЕНИЯ (РОД ПЛОСКИХ)

Шинкаренко В.Ф., д.т.н., Августинович А.А.

Национальный технический университет Украины "Киевский политехнический институт" Украина, 03056, Киев-56, ул. Политехническая, 37, корп. 20, НТУУ "КПИ", кафедра электромеханики. тел./факс (044) 241-76-38; E-mail: ntuukafem@ua.fm

Показано значення і актуальність досліджень з проблеми систематики електричних машин. На підставі запропонованої генетичної моделі здійснено аналіз утворення та еволюції тасономічної структури систематики. Розшифровано геном і класифіковано видовий склад асинхронних машин роду плоских. Наведено результати генетичного аналізу неявих видів плоских асинхронних машин, інформація щодо популяційної структури яких ще відсутня на даному етапі еволюції структурної електромеханіки. Здійснено прогноз очікуваних напрямів структуротворення в межах роду.

Показано значение и актуальность исследований по проблеме систематики электрических машин. На основе предложенной генетической модели осуществлен анализ образования и эволюции таксономической структуры систематики. Расшифрован геном и классифицирован видовой состав асинхронных машин рода плоских. Приведены результаты генетического анализа неявных видов плоских асинхронных машин, информация относительно популяционной структуры которых еще отсутствует на данном этапе эволюции структурной электромеханики. Осуществлен прогноз ожидаемых направлений структурообразования в пределах рода.

## ВВЕДЕНИЕ

Задачи анализа и классификации сложных систем представляют одну из главных проблем современной науки. Определить принципы классификации, распределить объекты по определенным систематическим группам и тем самым упорядочить накопленные знания призвана систематика – наука о структурном и видовом разнообразии развивающихся систем. Наличие систематики - свидетельство научной зрелости соответствующей области знаний о системах. На современном этапе развития науки значение систематики как фундаментальной и синтетической теории уже осознается не только биологами, но и представителями других наук. Однако корректная постановка и последующее решение этой сложной системной задачи возможно только в тех научных дисциплинах, где достигнут соответствующий уровень структурносистемных исследований, разработаны научные основы генетической теории филогенеза и теории видообразования с учетом характерных особенностей, присущих конкретному классу эволюционирующих систем. Поэтому актуальность проблемы систематики будет неизбежно возростать по мере дальнейшего увеличения номенклатуры, усложнения и расширения видов технических систем и прогрессирующего увеличения потоков сопровождающей их информации.

Структурная электромеханика, предметом исследования которой являются развивающиеся структурные классы электромеханических преобразователей энергии (ЭМПЭ), стала первой из технических дисциплин где создан теоретический фундамент для построения филогенетической систематики электромеханических объектов и систем [10].

Поэтому проблемы генетического анализа и построения систематики развивающихся ЭМ-систем, относятся к принципиально новым научным задачам, постановка которых стала возможной в результате разработки основ теории эволюции ЭМПЭ.

Основная задача начального этапа системных ис-

следований в этом направлении заключается в распифровке генома ЭМПЭ, т.е. идентификации и систематизации потенциально возможных хромосомных наборов, определяющих структуру базовых видов электрических машин (ЭМ). Аналогом этой задачи в биологической науке является задача определения видового разнообразия живых организмов ( $\alpha$  – систематика), которая выделилась в самостоятельную фундаментальную область исследований в современной систематике живой природы [5].

По своей сложности и значению для науки, проблема генетического анализа порождающих структур ЭМПЭ и последующее практическое использование его результатов в задачах классификации и направленного синтеза новых структурных классов ЭМ с заданной целевой функцией, равноценна построению самостоятельной генетической теории структурообразования ЭМ-систем. Постановка и решение этой сложной системной задачи определяет сущность нового научного направления, проблемная область которого обобщается понятием «Генетическая электромеханика».

Материалы данной статьи посвящены развитию теории и методологии генетического анализа порождающих электромагнитных структур с приложением их результатов к систематике видов плоских асинхронных машин (АМ) - одного из наиболее интенсивно развивающихся классов машин поступательного движения, который занимает ранг рода в таксономической структуре филогенетической систематики ЭМ. Статья обобщает результаты очередного этапа исследований, выполняемых на кафедре электромаханики НТУУ "КПИ" в рамках решения комплексных программ фундаментальных исследований "Геном электромеханических преообразователей энергии" и "Эволюционная систематика электрических машин". В статье использованы термины и обозначения, общепринятые в теории эволюции сложных систем, определения и пояснения к которым приведены в работе [10].

#### ГЕНЕТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОБРАЗОВАНИЯ И ЭВОЛЮЦИИ ТАКСОНОВ

В предыдущих работах авторов [10,12,13] изложены основные принципы построения систематики ЭМПЭ, научно обоснована категория вида ЭМсистемы, предложена таксономическая структура и определена иерархия рангов эволюционной систематики ЭМ. показано ее научно-метолологическое значение для электротехнической науки и университетского образования. В результате этих исследований установлено, что исходя из принципа сохранения генетической информации базового вида ЭМПЭ, структура видов, и родов генерального сообщества электромеханических структур на хромосомном уровне однозначно определяется генетической информацией конечного множества первичных источников электромагнитного поля (родительских электромагнитных хромосом). Разнообразие пространственных форм, электромагнитные. симметрийные и топологические свойства таких порождающих электромагнитных элементов упорядочиваются периодической структурой Генетической классификации (ГК) первичных источников электромагнитного поля. Первый большой период расширенного варианта ГК обобщает генетическую информацию о порождающих структурах видов, образующих 6 основных родов ЭМПЭ. Инвариантность категории вида и рода к фунциональному назначению и принципу действия ЭМПЭ и периодичность генетических свойств первичных источников поля позволяет применять обобщенный подход к их генетическому анализу в пределах соответствующих геометрических классов (периодов).

Исходя из генетической концепции структурной организации ЭМ-систем, вид ЭМПЭ представляет собой целостную, генетически определенную развивающуюся во времени систему, характеризующуюся собственным хромосомным набором, популяционной структурой и генетическими механизмами передачи наследственной информации. Структура базовых видов произвольного таксона, имеющего ранг рода, определяется хромосомным набором первого поколения, включающим порождающие структуры электромагнитно и пространственно совместимых первичных источников поля (простейших электромеханических пар). Такие структуры образуются в результате первичной репликации (удвоения) или скрещивания гомологичных родительских электромагнитных хромосом. Количественный состав хромосомного набора определяется на конечном множестве первичных источников поля, определяющего внутреннюю структуру соответствующего малого периода расширенного варианта ГК. Знание генетической информации, заключенной в родительских хромосомах, позволяет однозначно определить видовой состав рода, синтезировать хромосомные наборы популяций входящих в него видов, и тем самым, получить полную информацию о структурном потенциале таксона.

Корреляция свойств первичных источников электромагнитного поля, определяющих предметную область ГК, с существенными признаками синтезированных на их основе электромеханических структур, которая реализуется через генетические принципы передачи наследственной информации в ранговой последовательности: «родительская хромосома — Вид — Род — Семейство», позволяет предложить обобщенную генетическую модель образования основных и вспомогательных таксонов систематики ЭМ (рис. 1).

Анализ предложенной модели указывает на необходимость существования двух начал, определяющих эволюцию произвольного семейства ЭМ-систем: природного, детерминированного периодической структурой ГК, определяющего множество потенциально возможных видов ЭМ, и индетерминированного, формирующего фенотип системы в процессе ее эволюции. Для ЭМ-систем термин «фенотип» близкий по смыслу с понятием технического уровня системы, который определяется уровнем научного, социального и экономического развития общества и результатами целенаправленной творческой деятельности человека.

Генетическая ветвь структурообразования в пределах произвольного вида ЭМПЭ полностью прогнозируема, так как предопределена генетическим кодом родительской хромосомы (первичного источника электромагнитного поля. определяемого координатами базовых признаков S , G , B структуре ГК). Наследственная информация родительской хромосомы, включающая вид и инвариантные свойства поля, вид электромагнитной симметрии источника поля, его топологические признаки и пространственную геометрию, на определенном этапе ее познания и целенаправленной инновационной деятельности человека технически реализуется в некоторую функциональную структуру *s<sub>i</sub>* из хромосомного набора  $N_1$  вида  $S_1$ . Для случая ЭМПЭ структура  $s_i$ , в представленной на рис.1 модели, интерпретируется простейшей электромеханической парой, унаследовавшей информацию родительской хромосомы и выполняющей роль порождающей по отношению к популяционной структуре Вида S<sub>i</sub>

$$S_i \in S_1 \subset M_F, \quad i=1,n; \quad j=1,m,$$

где  $M_F$  – множество видов, образующих семейство  $F_1$ ; n – число порождающих структур в соответствующем хромосомном наборе Вида  $S_1$ ; m – число видов в структуре Рода  $G_2$ .

Для родов и семейств ЭМ, образовавшихся на более поздних этапах эволюции ЭМПЭ, функцию формообразующей структуры для соответствующего вида или рода ЭМ, как правило, выполняет структурааналог из предшествующего семейства ЭМПЭ, которая обобщается понятием архетипа. Например, функцию архетипов в эволюции родов сферических, цилиндрических и плоских тороидальных ЭМ индуктивного типа, выполнили их исторические предшественники – емкостные машины (машины трения), прототипы соответствующих геометрических форм которых были созданы в XVII в. и в начале XVIII в. [3].

После открытия порождающей генетической структуры  $s_i \in F_1$ , в процессе структурной эволюции и расширения областей практического использования, происходит формирование ее фенотипа. Под действием потоков инноваций совершенствуется ее конструкция, используются современные электротехнические и конструкционные материалы, предлагаются новые структурные разновидности, т.е., осуществляется формирование популяционной структуры Вида  $S_1$ . Указанные процессы реализуются через общесистемные эволюционные механизмы адаптации, конкурентной борьбы, отбора, котрые отображаются при помощи моделей микроэволюции.



Рис. 1. Генетическая модель образования ранговой структуры таксонов в эволюционной систематике электрических машин

Постепенное распространение научно-технической информации о принципе действия и результатах усовершенствования конструкции Вида  $S_1$ , способствует открытию (созданию) порождающих структур других видов (например,  $S_2$  и  $S_3$ ), принадлежащих семейству  $F_1$ , и формированию их популяций. В реальном времени эволюции  $T_3$  указанные процессы как правило, реализуются путем переноса соответствующих признаков фенотипа Вида-предшественника  $S_1$  на родственные структуры других видов. Таким образом формируется видовой состав Рода  $G_2$ , а также других родов ( $G_1$ ,  $G_3$ ), образующих подсемейство  $SF_2$ .

Так как генетические свойства элементов групп ГК определяются принципами сохранения электромагнитной симметрии первичных источников поля, процессы структурообразования видового состава неизбежно будут сопровождаться многочисленными параллелизмами структурных признаков в популяциях видов, принадлежащих к разным родам. Указанная закономерность позволяет осуществлять направленный поиск и последующий синтез электромеханических структур новых видов и родов ЭМ, еще не известных на данное время эволюции. Информационнометодическое обеспечение и практическое использование результатов такого синтеза составляет одно из направлений в структурной электромеханике, научнометодологическая основа которого обобщается законом гомологических рядов ЭМ-ситстем [10].

При необходимости, родственные виды, по некоторой совокупности существенных признаков могут объединяться в подроды, т.е., образовывать вспомогательные таксоны. В свою очередь, близкие роды ЭМ, в процессе эволюции, могут объединяться в более крупные таксономические структуры – подсемейства. Два или больше родственных родов ЭМ, образуют семейство – таксономическую категорию вышестоящего ранга. Чем выше ранг таксона, тем больше времени необходимо на формирование его структуры.

Макроэволюциионные траектории, характеризующие процессы образования надвидовых таксонов (родов, семейств) в пределах каждого класса ЭМПЭ, в координатах многомерного пространства ГК имеют сходный характер (вид пространственно-временной спирали). Такая закономерность сохранится и для новых таксонов ЭМ, которые будут открыты в будущем. Это объясняется общностю генофонда формообразующих источников поля и естественной временной инерцией поочередного открытия порождающих структур соответствующих базовых видов. Однако темпы эволюции, очередность образования видового состава во времени и его мощность для каждого класса ЭМ будут различаться, с характерной тенденцией сокращения времени видообразования и постепенного увеличения численности видов за счет резерва неявных и новых синтезированных видов.

Таким образом, представленная на рис. 1 модель, удовлетворяет приципам генетической организации электромеханических структур и отражает реальные исторические процессы образования, развития и структурной изменчивости таксонов главной группы рангов, которые происходят в результате целенаправленной деятельности человека.

# ТАКСОНОМИЧЕСКАЯ СТРУКТУРА РОДА

В соответствии с принципом парности [11], элементный состав третьего малого периода в структуре ГК представлен тремя *x-у* парами родительских хромосом, образующих дискретный ряд геометрически родственных, но различающихся своими топологическими признаками и группой электромагнитной симметрии, источников поля базового уровня. Таким образом, основной хромосомный набор  $X_{ПЛ}$ , характеризующий разнообразие базовых видов плоских ЭМПЭ определяется группой из 6 первичных источников поля:

# $X_{\Pi\Pi} = (\Pi\Pi \ 0.0x, \Pi\Pi \ 0.0y, \Pi\Pi \ 0.2y, \Pi\Pi \ 2.0x, \Pi\Pi \ 2.2x, \Pi\Pi \ 2.2y) \subset M_{\Pi\Pi},$

где  $M_{\Pi\Pi}$  - множество родительских хромосом, определяющих генетическую структуру потенциально возможных видов (включая виды-близнецы) ЭМ рода плоских. Таким образом, порождающие структуры, определяющие видовой состав рода плоских ЭМПЭ, представлены парными элементами всех групп периодической структуры ГК, начиная от электромагнитно симметричных (ПЛ 0.0xy), включая источники с частичным нарушением электромагнитной симметрии (ПЛ 0.2у; ПЛ 2.0х), и заканчивая асимметричными в электромагнитном отношении источниками (ПЛ 2.2xy). Следует отметить, что на базовом уровне, родительские хромосомы ПЛ 2.2х и ПЛ 2.2v (и соответствующее структурное потомство ЭМ) генетически не различимы. так как представляют частный случай геометрически, топологически и электромагнитно эквивалентных структур. В данном случае топологические признаки ориентируемости источника переходят в тождество. Но, исходя из принципа парности и учитывая различный состав и отличительные признаки порождаемых ими источников-изотопов, указанная х-у пара хромосом представлена двумя структурами.

Для определения полного набора порождающих структур рода плоских асинхронных машин необходимо также определить информацию о порождающих структурах видов-близнецов, т.е. генетически родственных структурах, синтезированных на источникахизотопах. Такие структуры можно получить, применив группу гомеоморфных преобразований (непрерывных деформаций)  $F^{T}$  по отношению к родительским хромосомам базового уровня  $X_{ПЛ}$ 

 $F^{T}(s_{0i}) \rightarrow X^{*}_{\Pi\Pi} \subset M_{\Pi\Pi}, \quad i = 1, 2, ..., 6$ 

В результате таких преобразований образуются локальные последовательности гомологичных хромосом  $X^*_{\Pi\Pi}$ , сохраняющие топологию и электромагнитную симметрию родительской хромосомы, но обладающие отличительными геометрическими признаками, обусловленными свойством геометрического полиформизма геометрических форм источников в пределах заданного топологического пространства. Электромеханические структуры синтезированные на таких источниках имеют общий генетический код и образуют хромосомные наборы, определяющие геном видов-близнецов. Для исследуемого класса электрических машин порождающие структуры видовблизнецов будут представлены следующим локальными подгруппами источников-изотопов (источникиизотопы на замкнутых поверхностях вида ПЛ 0.0xy из дальнейшего анализа исключаем, ввиду сложности их технической реализации)

$$F^{T}(\Pi \Pi 0.2y) \to \Pi \Pi 0.2y_{1}, \Pi \Pi 0.2y_{2}, \Pi \Pi 0.2y_{3}, \Pi \Pi 0.2y_{4}; F^{T}(\Pi \Pi 2.0x) \to \Pi \Pi 2.0y_{1}, \Pi \Pi 2.0y_{2}, \Pi \Pi 2.0y_{3}, \Pi \Pi 2.0y_{4}; F^{T}(\Pi \Pi 2.2x) \to \Pi \Pi 2.2x_{1}, \Pi \Pi 2.2x_{2}; F^{T}(\Pi \Pi 2.2y) \to \Pi \Pi 2.2y_{1}, \Pi \Pi 2.2y_{2}.$$

Таким образом, полная совокупность порождающих структур базовых видов АМ рода плоских  $M_{\Pi\Pi}$  определяется хромосомным набором первого поколения, включающим 6 порождающих структур  $X_{\Pi\Pi}$  базового уровня и подгруппу из 12 хромосом  $X^*_{\Pi\Pi}$ , определяющих генетическую структуру видов-близнецов:

 $M_{\Pi,\Pi} = (X_{\Pi,\Pi}, X^*_{\Pi,\Pi}) = (\Pi,\Pi 0.0x, \Pi,\Pi 0.0y, \Pi,\Pi 0.2y, \Pi,\Pi 2.0x, \Pi,\Pi 2.2x, \Pi,\Pi 2.2y, \Pi,\Pi 0.2y_1, \Pi,\Pi 0.2y_2, \Pi,\Pi 0.2y_3, \Pi,\Pi 0.2y_4, \Pi,\Pi 2.0y_1, \Pi,\Pi 2.0y_2, \Pi,\Pi 2.0y_3, \Pi,\Pi 2.0y_4, \Pi,\Pi 2.2x_1, \Pi,\Pi 2.2x_2, \Pi,\Pi 2.2y_1,\Pi,\Pi 2.2y_2)$ 

Учитывая инвариантность родового таксона к принципу действия и функциональной принадлежности ЭМПЭ [13], хромосомный набор рода *М*<sub>ПЛ</sub> сохранит статус порождающего также по отношению к другим семействам ЭМ.

# ГЕНОМ РОДА

С точки зрения генетической концепции структурной организации ЭМ-систем, наследственная информация содержащаяся в генетических кодах конечного множества порождающих структур (хромосомных наборов) базовых видов  $M_{\Pi\Pi}$ , обобщается понятием генома рода.

Проблема расшифровки генома ЭМПЭ т.е., идентификации порождающих хромосомных наборов, лежащих в основе видообразования ЭМ-систем, составляет главную задачу генетической электромеханики. В рамках классической научной парадигмы постановка такой задачи, а следовательно и задачи направленного синтеза новых классов ЭМПЭ, отсутствовала. Реализация программы по расшифровке генома ЭМПЭ непосредственно связана с проблемой освоения новой методологии генетического синтеза и построения эволюционной систематики структурного разнообразия электрических машин. Поэтому строгой постановке проблемы систематики должны предшествовать процедуры генетической идентификации порождающих видов ЭМ.

Рассмотрим результаты такого генетического анализа, выполненные применительно к порождающим электромагнитным структурам рода плоских AM (табл. 1). В табл. 1 наряду с генетической информацией хромосомного набора, представлена классификация видов по их генетическому родству (базовые, виды-близнецы и виды-двойники) и уровню эволюционного развития (реальные, информационные и неявные).

Таблица 1

Генетический код родительской хро- мосомы ПЛ 0.0 х	Топология по- верхности источ- ника поля Двусторонняя замкнутая, без	Вид ЭМ- симметрии <i>x –y</i>	Первичные концевые эф- фекты Отсугствуют	Характер пространст- венного движения вол- ны поля	Статус и уровень эволюции вида Базовый, неявный
ПЛ 0.0у	края.	симметрия		Поступательный, ин- версный	Базовый, неявный
ПЛ 0.2у	Двусторонняя замкнутая, с краем.	<i>х-</i> симметрия; <i>у-</i> асимметрия	Поперечный		Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 0.2у2					Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 0.2у3					Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 0.2у4				Поступательный	Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 2.0х		х- асимметрия; у-симметрия	Продольный		Базовый, реально- информационный
ПЛ 2.0х1					Вид-близнец неяв- ный
ПЛ 2.0х2				Поступательный, инверсный	Вид-близнец неяв- ный
ПЛ 2.0х3					Вид-близнец неяв- ный
ПЛ 2.0х4				Поступательный	Вид-близнец, информационный
ПЛ 2.2х	Двусторонняя разомкнутая, с краем	<i>х-у</i> асиммет- рия	Продольно- поперечный		Базовый, реально- информационный
ПЛ 2.2х1					Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 2.2х2				Поступательный, инверсный	Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 2.2у				Поступательный	Базовый, реально- информационный
ПЛ 2.2у1				Поступательный, инверсный	Вид-близнец, неяв- ный
ПЛ 2.2у2					Вид-близнец, неяв- ный

Структура генома видового состава плоских электрических машин семейства асинхронных

Базовые виды – виды ЭМ, порождающие структуры которых образованы на первичных источниках поля, образующих предметную область ГК. Генетические коды родительских хромосом базовых видов в табл. 1 выделены полужирным шрифтом.

Наличие видов-двойников – следствие принципа парности электромеханических структур. Они распознаются по генетическому коду источника поля. Для электромагнитно симметричных пар источников (группы 0.0 и 2.2) они имеют общую буквенную и цифровую части генетического кода, но раличаются топологическими признаками ориентируемости (x и y) поверхности источника поля (например,  $\Pi \Pi 0.0 x$  и  $\Pi \Pi 0.0 y$ ;  $\Pi \Pi 2.0x_1$  и  $\Pi \Pi 2.0x_1$ ; ...), а для несимметричных пар источников (группы 0.2 и 2.0) – по зеркальной симметрии бинарного цифрового кода и признакам ортогональной ориентируемости (например,  $\Pi \Pi 2.0x$  и  $\Pi \Pi 0.2y$ ;  $\Pi \Pi 2.0x_2$  и  $\Pi \Pi 0.2y_2$ ; ...). Отличительные геометрические признаки видовблизнецов в структуре генетического кода кодируются нижним цифровым индексом возле признака ориентируемости источника (например,  $x_1$ ,  $x_2$ , ...;  $y_1$ ,  $y_2$ , ...). На затемненном фоне табл. 1 представлена информация о реальных и информационных видах, структурные представители которых обнаружены в результате информационного поиска.

Таким образом, род плоских АМ объединяет 18 видов, в том числе, 6 базовых и 12 видов-близнецов. По признаку пространственного движения волны поля все порождающие структуры образуют однонаправленную бегущую волну поля, а источники с двусторонней активной поверхностью - поступательноинверсного вида. По группе электромагнитной симметрии, наличию и виду первичных концевых эффектов (КЭ) порождающего источника поля, виды плоских АМ подразделяются на электромагнитно симметричные (подгруппа ПЛ 0.0. КЭ отсутствуют). диссимметричные (подгруппа ПЛ 0.2 с поперечным КЭ; подгруппа ПЛ 2.0х с продольным КЭ) и асимметричные (подгруппа ПЛ 2.2ху с предельным случаем продольнопоперечного КЭ). По структуре распределенных обмоток индукторов все виды плоских АМ образуют три генетических класса: с кольцевыми, пространственноконцентрическими, поверхностными распределенными и сосредоточенными обмотками [14].

## О ТАКСОНОМИЧЕСКОМ СТАТУСЕ АСИНХРОННЫХ МАШИН С ПОПЕРЕЧНЫМ МАГНИТНЫМ ПОТОКОМ

Все существующее рзнообразие структур, образующих таксон ранга семейства АМ, по признаку пространственной ориентации плоскости замыкания основного магнитного потока относительно направления движения подвижной части машины, можно разделить на два самостоятельных класса - с продольным и поперечным магнитным потоком. Первые патенты на конструктивные варианты плоских асинхронных двигателей с поперечным потоком появились относительно недавно, в конце 60-х и в начале 70-х годов прошлого века, хотя архетип этой разновидности ЭМ, известный в исторической литературе как "диск Фарадея" был технически реализован еще в 1831 г. Ближайшим аналогом среди класса индукционных ЭМ является конструкция плоского МГДнасоса, запатентованная Т.К. Калнинем в 1966 г [2].

Изобретение нового варианта плоских АМ необходимо рассматривать как результат поиска альтернатив в ходе решения возникших на то время проблем (снижение энергетического фактора при увеличении скорости движения, большая длина лобовых частей распределенной обмотки), связанных с применением линейных АД с продольным потоком и двухслойными распределенными обмотками на перспективных видах высокоскоростного наземного электротранспорта. Дальнейшей эволюции новой разновидности АМ в значительной мере способствовали многочисленные публикации и патенты Э. Р. Лейтвейта [15], а также выход монографии Т.К. Калниня [2]. Естественным развитием процесса структурообразования АМ с продольным и поперечным замыканием магнитных потоков явилось создание плоских машин гибридного типа с продольно-поперечным потоком [9], которые на данное время уже обладают собственной разветвленной популяционной структурой.

Основным критерием для определения ранга таксономической принадлежности произвольного класса ЭМ являются генетический потенциал его видового разнообразия. Использование генетического критерия позволяет определять ранг таксона независимо от уровня его структурного развития.

Определим область существования  $Q_{\Pi\Pi}$  хромосомного набора базовых видов AM с поперечным потоком (ограничимся первыми пятью малыми периодами структуры ГК)

	0.0	<b>ЦЛО.0х</b> , ЦЛО.0у, КН 0.0у, <b>ПЛ 0.0х,</b>
		<b>ПЛО.0у</b> , ТП 0.0у, СФ0.0у;
	0.2	ЦЛ0.2у, КН0.2у <b>, ПЛ0.2у</b> , ТП0.2у,
$Q_{\Pi\Pi} =$		$C\Phi 0.2y$ ;
	2.0	ЦЛ2.0x, ПЛ2.0x ;
	2.2	<b>ЦЛ2.2x</b> , ЦЛ2.2y, КН2.2y, <b>ПЛ2.2x</b> ,
		<b>ПЛ2.2у,</b> ТП2.2у, СФ2.2х, СФ2.2у

Таким образом, класс АМ с поперечным потоком представлен только на базовом уровне 22 видами, в том числе 9 видами машин поступательного движения (генетические коды выделены полужирным шрифтом) и 13 видами машин вращательного движения. Анализ структуры  $Q_{\Pi\Pi}$  по родовому признаку указывает на то, что АМ исследуемого класса представлены двумя родами, с цилиндрической и плоской пространственной формой источников поля. На поточное время эволюции по результатам патентного поиска обнаружены структурные представители двух родов (ПЛ 2.2, х, у и ЦЛ 2.0х). Результаты приведенного генетического анализа позволяют сделать вывод, что классы АМ с продольным и поперечным магнитным потоком соответствуют рангу подсемейства в таксономической структуре систематики АМ.

# ФИЛОГЕНЕТИЧЕСКОЕ РОДОВОЕ ДЕРЕВО И ЭВОЛЮЦИОННЫЙ ПРОГНОЗ

В теории эволюции развивающихся систем основная информация о времени и очередности образования существующего разнообразия видов обобщается понятием филогенеза, отражающего характерные этапы исторического развития как отдельных видов, так и конкретных систематических групп различного ранга. Филогенез и его закономерности составляют предмет изучения филогении – науки об эволюционной истории развития систем. Филогенические диаграммы дополненные информацией о геноме определенного таксона, приобретают статус филогенетических. Рассмотрим особенности филогенеза исследуемого класса АМ рода плоских.

Архетипом ЭМПЭ поступательного движения, положившим начало процессу формообразования плоских индуктивных машин, по всей видимости является электромагнитный двигатель Уинстона, который был запатентован в США в 1845 г. [16, 18]. Структурная реализация первого плоского источника электромагнитного поля, согласно этому изобретению, определила генетическую информацию не только будущего базового вида электрических машин поступательного движения (ПЛ 2.2 ху), но и выполнила роль порождающей структуры для рода плоских ЭМ и будущего подсемейства ЭМПЭ с катящимся ротором. Кроме того двигатель Уинстона можно рассматривать и как структурный прототип межродового гибрида, генетическая структура которого совмещает источники поля, принадлежащие к различным геометрическим классам - плоской и цилиндрической геометрических форм.

История появления первого электродвигателя инлукционного типа с плоским инлуктором в литературе трактуется неоднозначно. При обсуждении этого вопроса некоторые зарубежные авторы (Лейтвейт, Насар) ссылаются на якобы имеющий место патент США, выданный на имя Pittsburgh в 1890 г. [16]. Однако, авторы книги [1] эту информацию подвергают сомнению, мотивируя тем, что: «...явление вращающегося магнитного поля стало известно из публикаций Г. Феррариса и Н. Тесла в 1888 г., а сведения об асинхронном двигателе М.О. Доливо-Добровольского были опубликованы только в 1891 г., в связи с чем до 1891 г. еще нечего было развертывать (в плоскость.- *авт.*)». Учитывая это обстоятельство, за точку отсчета эволюции рода плоских АМ (рис. 2) примем исторически подтвержденный, и часто цитируемый в литературе по истории ЭМ поступательного движения, патент А. Зедена, который был выдан в Англии в 1902 г. [7].

Двигатель Зедена положил начало образованию популяционной структуры наиболее мощного базового вида ПЛ 2.2ху рода плоских, эволюция которого продолжается уже на протяжении 100 лет. Совокупность диаметрально противоположных свойств (простота конструкции, возможность безредукторной реализации поступательного движения, многочисленные варианты пространственно-структурной реализации, широкая область практического применения, с одной стороны, и наличие продольных и поперечных концевых электромагнитных эффектов, высокая сложность их моделирования и относительно низкие энергетические показатели, с другой), присущих многочисленному потомству этого вида АМ вызвали интерес специалистов и обусловили высокие темпы его структурной эволюции. Наиболее интенсивный этап исследований этого класса ЭМ в промышленно развитых странах мира наблюдался в 1960-1980 г.г. Именно за этот промежуток времени, объемы научной и патентной информации по плоским двигателям поступательного движения более чем в в 2 раза превышали темпы роста информационных потоков по другим научным направлениям [8]. Присущая данному генотипу предельная амплитуда индивидуальной изменчивости (следствие электромагнитной асимметрии порождающего источника), высокие темпы структурной эволюции и расширяющаяся область функционального применения АМ поступательного движения представляют тему для самостоятельного микроэволюционного анализа.

Исходя из имеющихся данных исторического анализа, очередное событие, изменившее структуру родового таксона плоских АМ, произошло спустя 60 лет. Конструкция плоского асинхронного двигателя с кольцевой многофазной обмоткой индуктора, которую в 1962 г. заявил в патентное ведомство сотрудник французской фирмы «Merlin Gerin» Y. Pelenc [17], положила начало эволюции очередного базового вида плоских АМ, имеющего в структуре генома рода (табл. 1) генетический код ПЛ 2.0х. Наличие в родительской хромосоме АМ источника поля, принадлежащего к группе электромагнитной симметрии 2.0х, указывает на отсутствие первичных поперечных концевых эффектов и гомологическое родство с АМ поступательного движения рода цилиндрических (ЦЛ 2.0х).

Ряд преимуществ, присущих структурным представителям этого вида АМ (отсутствие лобовых частей обмотки, возможность увеличения активной поверхности при ограниченной длине индуктора, возможность получения более высокого энергетического фактора), стимулировали исследования, многочисленные усовершенствования его конструкции и тем самым обострили конкурентную борьбу с родственным видом **ПЛ 2.2xy**. Об этом свидетельствует, например, то обстоятельство, что в качестве конкурирующего варианта неоднократно предпринимались попытки практического использования плоских двигателей с кольцевыми обмотками в качестве тяговых для перспективных видов высокоскоростного наземного транспорта [6].

Рассмотренные виды имеют статус реальноинформационных и составляют основу эволюции и практического использования структурного потенциала рода. Представленная на филогенетическом дереве третья ветвь исторически возникла как результат первых попыток использования эвристического потенциала ГК в процессе ее создания. Приоритет изобретения порождающей структуры нового вида принадлежит Особому конструкторскому бюро линейных элнектродвигателей (г. Киев). С точки зрения классификационного анализа, порождающая структура этого вида относится к группе видов-близнецов базового видапредшественника ПЛ 2.0х, которые характеризуются наличием пространственно-концентрической многофазной распределенной обмотки, синтезированной на источнике-изотопе ПЛ 2.0 х<sub>4</sub>. Структурное потомство этого вида по своей генетике не может быть использовано для реализации поступательного движения, но его применение весьма перспективно в качестве источников радиально ориентированных пространственных бегущих волн для специальных электрофизических установок и устройств технологического назначения с дискретными, упругодеформируемыми или жидкими проводящими средами.

Наличие информации о геноме исследуемого таксона и последующее ее сопоставление с данными исторического анализа развития ЭМПЭ, позволяет представлять на филогенетической диаграмме также системную информацию о геноме порождающих структур неявных видов. Понятие "неявные виды" обобщает характерное свойство надвидовых таксонов содержать системную информацию о геноме потенциально возможных видов ЭМ, структурные представители которых еще отсутствуют на данном этапе их эволюции. Наличие неявных видов отражает естественную инерционность темпов реального эволюционного процесса в пределах произвольного родового таксона, обусловленную результатами техникоэкономического отбора и последующего создания наиболее конкурентоспособных видов машин, ограниченной областью решаемых прикладных задач и отсутствием системной методологии поиска формообразующих принципов.

Геном неявных видов рода плоских AM содержит информацию о 14 генетически определенных порождающих структурах новых видов (трех видов базового уровня и 11 видов-близнецов). Каждая порождающая структура обладает нетрадиционной геометрией активной поверхности и способностью к образованию своего потомства при возникновении потребности и обеспечении соответствующих условий для их эволюции.



Рис. 2. Филогенетическое дерево эволюции и прогноз направлений дальнейшего видообразования рода плоских асинхронных машин

Обобщая результаты анализа филогенеза плоских АМ, можно констатировать, что за время эволюции рода, которое длится уже 100 лет, задействовано только четыре вида АМ из 18 потенциально возможных, что составляет 22,2% генетического потенциала рода. Результаты генетического анализа порождающих структур неявных видов обобщены в табл. 1.

На данном этапе эволюции генетическая база данных содержит избыточную информацию о структурном потенциале плоских AM, но по мере появления новых научно-технических проблем, развития и освоения новых материалов и технологий няявные виды будут неизбежно приобретать статус реальноинформационных. Уже сейчас можно выделить группу видов (на рис.2 их генетические коды выделены полужирным шрифторм с подчеркиванием), структурные представители которых обладают всеми необходимыми признаками патентоспособности и возможностью практической реализации. Наибольший интерес и вероятность ближайшего патентования представляет структурное потомство плоских AM (базовый вид ПЛ 0.2у) поступательного движения, техническая реализация которых, позволяет полностью исключить влияние как первичных, так и вторичных продольных концевых электромагнитных эффектов. Заслуживают также дальнейшего изучения и обобщения генетические свойства источниковизотопов, которые определяют наследственную информацию подавляющего большинства расшифрованных видов-близнецов в геноме неявных видов АМ.

## МЕЖДИСЦИПЛИНАРНЫЙ АСПЕКТ

Представленное на рис. 2 филогенетическое дерево эволюции АМ, наряду с исторически подтвержденной информацией о существующих видах, обладает принципиально новой, когнитивной информацией, являющейся источником новых идей и открытий. Возможность реализации предсказательной функции – отличительное и фундаментальное свойство систематики ЭМПЭ, открывающее принципиально новые возможности в реализации структурного мониторинга и направленного синтеза новых видов ЭМ. Такая информация может быть использована: для информационного обеспечения интеллектуальных систем генетического проектирования ЭМ-систем; при создании информационных баз данных; для постановки и последующего решения учебных и поисковых задач инновационной направленности; при построении филогенетической систематики ЭМПЭ; при разработке обобщенных математических моделей ЭМ и определении границ их корректного применения.

По своей структуре и фундаментальному свойству предсказания новых видов электрических машин, эволюционная систематика ЭМПЭ отвечает основным критериям естественной системы, что можно рассматривать как подтверждение правильности основных идей выдающегося систематика и философа современности А. А. Любищева, который считал, что систематика организмов должна не просто регистрировать наличное многообразие биологических видов, vстанавливая их родство, а отражать закон, лежаший в основе как существующего так существовавшего многообразия видов. Образцом естественной системы он считал таблицу Менделеева, не только описывающую реально существующие химические элементы и их изотопы, но и предсказывающую элементы еще не обнаруженные в природе [4]. Если в теоретической биологии задача в такой постановке еще находится на стадии научной гипотезы, то в генетической электромеханике она уже нашла свое подтверждение. Открытие принципа периодичности первичных источников поля и установление его непосредственной связи с генетическими механизмами передачи и сохранения наследственной информации, а также с законом гомологических рядов развивающихся ЭМ-систем [10], позволяет по новому оценить острые дискусионные проблемы, имеющие место в современной популяционной биологии и систематике организмов.

Систематика ЭМПЭ, имея в своей основе периодизированную структуру и обладая эвристическим потенциалом, свойственным системе химических элементов, по своим генетическим принципам, законам видообразования и таксономической структуре, является аналогом биологической системы. Но несмотря на наличие значительного числа аналогий и внешней общности таксономической и терминологической основы систематик в биологии и в электромеханике, систематика ЭМ имеет ряд принципиальных отличий, основные из которых можно обобщить следующими положениями:

• Методологическую основу эволюционной систематики ЭМПЭ составляет периодическая структура Генетической классификации первичных источников электромагнитного поля – естественная система порождающих элементов, обладающих индивидуальным генетическим кодом и генетическими принципами передачи и преобразования наследственной информации в процессе эволюции ЭМ-систем;

• Источниками видообразования является упорядоченная система генетически определенных первичных источников электромагнитного поля, выполняющих роль родительских электромагнитных хромосом и содержащих наследственную информацию о видовом разнообразии ЭМПЭ;

• Основные систематические единицы, имеющие ранг базового вида, рода и семейства, образуются в

результате реального эволюционного процесса, происходящего на системной генетической основе в результате научно-технической и инновационной деятельности человека;

• Таксономическая структура эволюционной систематики ЭМ обладает фундаментальным прогностическим свойством, что позволяет восстановливать на филогенетическом дереве недостающие ветви (систематические единицы), еще отсутствующие на текущее время эволюции ЭМ и тем самым осознанно управлять процессом отбора и создания новых классов ЭМсистем.

#### ЛИТЕРАТУРА

- Веселовский О.Н., Коняев А.Ю., Сарапулов Ф.Н. Линейные асинхронные двигатели. – М.: Энергоатомиздат, 1991. – 256 с.
- [2] Калнинь Т.К. Линейные индукционные машины с поперечным магнитным потоком. – Рига: Зинатне, 1980. – 170.
- [3] Крыжановский Л.Н. Электрические машины в XVII в. и в начале XVIII в. / Электричество.- 1988. - № 3. – С. 84 - 86.
- [4] Любищев А.А. Линии Демокрита и Платона в истории культуры. – СПб.: Алетейя, 2000. – 256 с.
- [5] Майр Э. Принципы зоологической систематики. М.: Мир, 1971. – 454 с.
- [6] Паскаль Ж.-П. Линейный электродвигатель Жана Гембаля.// Железные дороги мира. – 1981. - №1. –С. 63-66.
- [7] Пат. № 12581 (Англия). Electric railwaus, lifts, machine / Zehden A.
- [8] Петленко Б.И. Линейный электропривод и тенденции его развития // Электричество. 1981. №9. С. 43-47.
- [9] Попов А.Д., Соломин В.А. и др. Линейные асинхронные двигатели с поперечным замыканием магнитного потока. Перспективы применения на транспорте и в промышленности // Сб. науч. Тр. «Перспективы применения линейных электродвигателей на новых видах трансрпорта». – К.: УкрНИИНТИ, 1979. –С. 101-108.
- [10] Шинкаренко В.Ф. Основи теорії еволюції електромеханічних систем. – К.: Наукова думка, 2002. – 288 с.
- [11] Шинкаренко В.Ф. Принцип парности в электромеханических структурах // Техн. электродинамика. – 2000. -№ 6. – С. 53 – 57.
- [12] Шинкаренко В.Ф. Принципы построения эволюционной систематики структур электромеханических систем // Техн. электродинамика. - 2000. - № 2. - С. 45 – 49.
- [13] Шинкаренко В.Ф., Платкова Н.А. Категория рода в таксономической структуре эволюционной систематики электрических машин // Електротехніка і електромеханіка, 2003. - № 2. – С. 61-66.
- [14] Шинкаренко В.Ф., Чумак В.В., Даниляк П.И. Генетическая классификация и область существования пространственных структур многофазных обмоток электрических машин. – Вестник Харьковского государств. политехн. университета. Вып. 84. – Харьков, 2000. – С. 199 – 202.
- [15] Laithwaite E.R., Eastham J.F., Bolton H.R., «Linear motors with transverse flux», *Proc. IEEE*, vol. 118, №12. pp/ 1761-1767, 1971.
- [16] Laithwaite E.R., Nasar S.A. «Linear-motion electrical machines», *Proc. IEEE*, vol. 58., №4, pp/ 531-542, 1970.
- [17] Pelenc Y. [Merlin Gerin]. Франц. Патент № 1508353, кл. Н 02k, заявл. 01.11.1962, опубл. 13.11.1967.
- [18] Yamada H. Handbook of linear motor applications. Kogyo, Chosakai Publishing Co. Ltd. Printed in Japan, 1986. - 582 p.

Поступила 28.08.2003

УДК 621.396.96 : 621.317.338

# РАСЧЕТ КРАТЕРА ЭЛЕКТРОТЕПЛОВОГО РАЗРУШЕНИЯ НА МЕТАЛЛИЧЕСКОЙ ОБШИВКЕ ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ПРЯМОМ УДАРЕ В НЕЕ МОЛНИИ

Баранов М.И., д.т.н.

НИПКИ "Молния" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" Украина, 61013, Харьков, ул. Шевченко, 47, НИПКИ "Молния" НТУ "ХПИ" тел. (0572) 40-08-41, Факс (0572) 40-01-33, E-mail: nipkimolniya@kpi.kharkov.ua

Запропонована наближена математична модель, яка дозволяє при прямому ударі блискавки (ПУБ) в металеву обшивку літального апарату (ЛА) виконати аналітичний розрахунок геометричних розмірів одиночного кратера руйнування на її поверхні, об'єму та маси матеріалу обшивки ЛА, які можуть бути унесені з нею за однократну дію ПУБ з імпульсним струмом блискавки ускладненої форми.

Предложена приближенная математическая модель, позволяющая при прямом ударе молнии (ПУМ) в металлическую обшивку летательного аппарата (ЛА) выполнять аналитический расчет геометрических размеров одиночного кратера электротеплового разрушения на ее поверхности, объема и массы материала обшивки ЛА, унесенных с нее за однократное воздействие ПУМ с импульсным током молнии усложненной формы.

# введение

Прямой удар молнии (ПУМ) в металлическую обшивку летательного аппарата (ЛА) вызывает появление в последнем сложных электротермических процессов, протекающих в зоне привязки на поверхности обшивки ЛА сильноточного искрового канала молнии и приводящих к локальным проплавлениям, прожогам (пробоинам) стенки обшивки ЛА и авариям с катастрофическими последствиями [1-3]. Так как среднестатистически каждый ЛА (самолет, вертолет, многоразовый космический аппарат) не реже одного раза в год подвергается воздействию ПУМ [4], характеризуюшегося импульсным током молнии с амплитудой в десятки (сотни) килоампер, то задача по обеспечению электротермической стойкости ЛА к воздействию на них прямых разрядов молнии становится не только актуальной, но и государственно важной. Составной частью этой прикладной задачи является выполнение численной оценки результатов электротеплового воздействия ПУМ на стенку металлической обшивки ЛА. В настоящее время отсутствуют удобные для инженерно-технических работников расчетные аналитические модели процессов и методики экспертной оценки электротеплового разрушения металлической обшивки ЛА, вызванного интенсивным кратковременным воздействием на нее ПУМ.

Целью данной статьи является разработка приближенной математической модели, описывающей разрушительные последствия электротеплового воздействия ПУМ на металлическую обшивку ЛА и которая может быть использована инженерно-техническими специалистами при практических расчетах и экспертных оценках подобных разрушений последней.

# ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ И ПРИНЯТЫЕ ДОПУЩЕНИЯ

Рассмотрим электротепловое взаимодействие в воздухе сильноточного канала молнии 1 с поверхностью стенки 2 металлической обшивки ЛА (рис.). Пусть характеристики воздушной среды соответствуют нормальным атмосферным условиям (давление воздуха составляет  $1,013 \cdot 10^5 \Pi a$ , а его температура равна  $20^{\circ}$ С). На практике радиус кривизны R стенки обшивки ЛА значительно больше ее толщины h (h/R <<1). В связи с чем рассматриваемую модель обшивки ЛА можно считать близкой к плоской. Сильноточный канал молнии в соответствии с теорией искры [5] будет представлять собой токопроводящую область цилиндрической формы наружным радиусом r<sub>0</sub>, контактирующую в зоне привязки с плоской поверхностью металлической обшивки ЛА. В качестве временной зависимости для импульсного тока молнии *i*<sub>м</sub> согласно [1,3] примем усложненную апериодическую форму, содержащую: импульсную составляющую с временными параметрами 2/50мкс и амплитудой 200кА, промежуточную составляющую амплитудой 2кА при ее длительности 5мс и постоянную составляющую длительностью 1с и амплитудой 200А. Считаем, что геометрическая форма круглого кратера разрушения наружным радиусом r<sub>0</sub> на поверхности обшивки ЛА соответствует шаровому сегменту высотой  $h_0$  и внутренним радиусом  $R_0$  (см. рис.).



Рис. Расчетная модель обшивки ЛА при ПУМ

Влиянием теплоотдачи в окружающую обшивку ЛА воздушную среду и теплопроводности ее материала на электротепловое взаимодействие сильноточного канала молнии с поверхностью металлической обшивки ЛА пренебрегаем [3]. Примем, что при ПУМ электротепловое разрушение металлической обшивки ЛА определяется плавлением, кипением и испарением ее материала, вызванными кратковременным вводом в стенку обшивки потока тепла из сильноточного канала молнии.

Требуется с учетом принятых допущений получить соотношения для аналитического расчета размеров кратера разрушения на поверхности металлической обшивки ЛА, вызванного электротепловым воздействием на нее ПУМ, а также объема и массы материала стенки обшивки ЛА, унесенных с ее поверхности за одно воздействие рассматриваемого импульсного тока молнии.

## ОСНОВНЫЕ РАСЧЕТНЫЕ СООТНОШЕНИЯ

На основании известных положений и теорий из электротехники и электрофизики выражение, определяющее выделяющуюся электротепловую энергию  $W_0$  в зоне привязки сильноточного канала молнии на поверхности металлической обшивки ЛА, примет следующий вид:

$$W_0 = \int_0^{l_u} U_{\mathfrak{I}} i_{\mathfrak{M}} dt , \qquad (1)$$

где  $U_3$  - приэлектродное падение напряжения в зоне привязки сильноточного канала молнии;  $i_M$  - импульсный ток молнии;  $t_u$  - длительность протекания импульсного тока молнии; t - текущее значение времени.

Согласно теории искрового разряда значение  $U_3$  представляет собой разность электрических потенциалов на границе раздела плазменный канал сильноточной искры – металлическая обшивка ЛА, которая для различных амплитудно-временных параметров (АВП) тока молнии  $i_M$  и токопроводящих материалов обшивки ЛА численно составляет величину, примерно равную 10В [1,5,6]. Тогда выражение (1) запишется в виде:

$$W_0 = 10 Q_0 \,, \tag{2}$$

где  $Q_0 = \int_0^{i_u} i_M dt$  - количество электричества, перено-

симое при ПУМ в металлическую обшивку ЛА сильноточным каналом молнии, контактирующим с ее наружной поверхностью.

С учетом принятых нами допущений для  $Q_0$  будет выполняться следующее соотношение:

$$Q_0 = Q_{01} + Q_{02} + Q_{03}, \qquad (3)$$

где  $Q_{01}$ ,  $Q_{02}$  и  $Q_{03}$  - электрический заряд, протекающий через канал молнии за время действия соответственно импульсной, промежуточной и постоянной составляющих тока молнии.

При выбранных АВП импульсной составляющей тока молнии для  $Q_{01}$  имеем [3]:

$$Q_{01} = \beta_m I_m \cdot \int_{0}^{500\text{MKC}} [\exp(-\alpha_1 t) - \exp(-\alpha_2 t)] \cdot dt \approx$$
$$\approx \beta_m I_m (\alpha_2 - \alpha_1) / \alpha_1 \alpha_2, \qquad (4)$$

 $\approx \beta_m I_m (\alpha_2 - \alpha_1) / \alpha_1 \alpha_2$ , (4) где  $I_m = 200 \text{ кA}$  – нормированная амплитуда импульсной составляющей тока молнии;  $\alpha_1 \approx 0.76 / \tau_u = 1.529 \cdot 10^4 \text{ c}^{-1}$ ;  $\alpha_2 \approx 2.37 / \tau_d =$ =1,188  $\cdot 10^6 \text{ c}^{-1}$ ;  $\tau_d = 2 \cdot 10^{-6} \text{ с}$  – длительность фронта импульса тока молнии между уровнями 0,1-0,9 от его амплитуды;  $\tau_u = 50 \cdot 10^{-6} \text{ с}$  – длительность импульса тока молнии на уровне 0,5 от его амплитуды;  $\beta_m =$ = $\left[(\alpha_1 / \alpha_2)^{\alpha_1 / (\alpha_2 - \alpha_1)} - (\alpha_1 / \alpha_2)^{\alpha_2 / (\alpha_2 - \alpha_1)}\right]^{-1} = 1.072$  – нормирующий коэффициент. После подстановки в (4) численных значений для  $\beta_m$ ,  $I_m$ ,  $\alpha_1$  и  $\alpha_2$  получаем, что  $Q_{01}$ =13,84Кл.

При заданных АВП промежуточной составляющей тока молнии для  $Q_{02}$  запишем:

$$Q_{02} = \int_{500\text{ MKC}}^{5,5\text{MC}} i_{\text{M}} dt \approx 10\text{Km.}$$
(5)

Кроме того, при принятых АВП постоянной составляющей тока молнии для  $Q_{03}$  получаем:

$$Q_{03} = \int_{5,5\text{MC}}^{1,0055c} i_{\text{M}} dt \approx 200\text{Km.}$$
(6)

В результате из выражений (3)-(6) для суммарного электрического заряда  $Q_0$  следует, что при ПУМ в металлическую обшивку ЛА с принятыми АВП импульсного тока молнии он составляет численное значение, равное  $Q_0 = 223,84$ Кл.

Можно показать, что в рассматриваемом случае выражение для объема  $V_0$  материала обшивки ЛА, уносимого из шарового сегмента кратера электротеплового разрушения, принимает вид:

$$V_0 = 0.5\pi r_0^2 h_0 \,, \tag{7}$$

где  $r_0 = 0.093 (I_m)^{1/3} (t_m)^{1/2}$  - максимальный радиус сильноточного канала молнии [3,5];  $t_m = \frac{\ln \alpha_2 / \alpha_1}{(\alpha_2 - \alpha_1)}$  -

время, соответствующее амплитуде  $I_m$  импульсной составляющей тока молнии;  $h_0$  - глубина кратера разрушения на поверхности металлической общивки ЛА.

Из (2), (7) и условия электротеплового взрывообразного разрушения (сублимации) единицы объема материала металлической обшивки ЛА для определения при ПУМ глубины  $h_0$  (м) кратера разрушения на поверхности металлической обшивки ЛА получаем следующее выражение:

$$h_0 = \frac{2,312 \cdot 10^3 Q_0}{\pi (I_m)^{2/3} t_m W_c},$$
(8)

где  $W_c$  - удельная энергия сублимации для материала металлической обшивки ЛА (для алюминия  $W_c = 2,29 \cdot 10^{10} \text{Дж/м}^3$  [7]).

Заметим, что применительно к рассматриваемой расчетной модели удельная энергия сублимации  $W_c$  равна количеству теплоты, необходимому для перевода единицы объема материала металлической обшивки ЛА в металлический пар [7,8].

Исходя из принятой геометрии кратера электротеплового разрушения, выражение для расчета его внутреннего радиуса  $R_0$  (м) на поверхности металлической обшивки ЛА запишем в виде:

$$R_0 = \frac{1.87 \cdot 10^{-6} \pi (I_m)^{4/3} t_m^2 W_c}{Q_0} \,. \tag{9}$$

Из (7) и (8) окончательно для сублимируемого при ПУМ объема  $V_0$  (м<sup>3</sup>) материала стенки металлической общивки ЛА находим:

$$V_0 = \frac{10Q_0}{W_c} \,. \tag{10}$$

Тогда с учетом (10) масса  $M_0$  (кг) уносимого материала с поверхности металлической обшивки ЛА за один сильноточный разряд в нее молнии может быть найдена из следующего выражения:

$$M_0 = \frac{10Q_0 d_0}{W_c},$$
 (11)

где  $d_0$  - плотность материала металлической обшивки ЛА (для алюминия  $d_0=2,71\cdot10^3$ кг/м<sup>3</sup> [8]).

Из (8), (10) и (11) видно, что при ПУМ в металлическую обшивку ЛА глубина  $h_0$  и объем  $V_0$  кратера ее разрушения (проплавления) и выброс металла  $M_0$  с ее наружной поверхности прямо пропорциональны вводимому в нее из сильноточного канала молнии электрическому заряду  $Q_0$  и обратно пропорциональны значению удельной энергии сублимации  $W_c$  для ее материала.

#### ПРИМЕР РАСЧЕТА И АНАЛИЗ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ

Произведем с помощью полученных формул (8)-(11) численную оценку геометрических размеров одиночного кратера электротеплового разрушения, объема и массы материала, уносимых при ПУМ с вышеуказанными АВП импульсного тока молнии с алюминиевой общивки ЛА. При I<sub>m</sub>=200кА и t<sub>m</sub>=3,71мкс из (7) находим, что наружный радиус r<sub>0</sub> кратера разрушения на поверхности рассматриваемой обшивки ЛА при ПУМ составляет значение, равное  $r_0 = 10,48$ мм. Из выражений *Q*<sub>0</sub> =223,84Кл (8) И (9) при И  $W_c = 2,29 \cdot 10^{10}$ Дж/м<sup>3</sup> получаем, что глубина  $h_0$  одиночного кратера разрушения в нашем случае будет примерно равна  $h_0 = 0,57$ мм, а его внутренний радиус  $R_0$ принимает значение R<sub>0</sub>=96,7мм. Далее из (10) следует, что убыль объема V<sub>0</sub> материала общивки ЛА за одно воздействие ПУМ составит величину, равную примерно  $V_0 = 97,82$ мм<sup>3</sup>. В соответствии с (11) при d<sub>0</sub>=2,71·10<sup>3</sup>кг/м<sup>3</sup> получаем, что унесенная сильноточным разрядом молнии масса  $M_0$  материала алюминиевой обшивки ЛА оказывается примерно равной M<sub>0</sub>=265мг. Для сравнения с полученными численными данными электротеплового разрушения при ПУМ алюминиевой обшивки ЛА приведем ниже результаты приближенного расчета электрической эрозии массивных алюминиевых электродов высоковольтных сильноточных искровых разрядников, коммутирующих в воздухе при нормальных атмосферных условиях затухающий по экспоненте синусоидальный ток, характеризующийся следующими параметрами: I<sub>m</sub>=200кА;  $t_m = 3,71$ мкс;  $\Delta = 1,3$  (декремент колебаний тока);  $\delta = 17.65 \cdot 10^3 c^{-1}$ (коэффициент затухания тока): ω=423,4кГц (круговая частота тока). Для этого случая протекающий через алюминиевые электроды сильноточного разрядника электрический заряд  $Q_{\mathfrak{I}}$  принимает значение  $Q_{2}=0,5$ Кл, а убыль их массы  $M_{2}$  согласно (11) за один разряд емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) высоковольтной электрофизической установки (ВЭФУ) составит примерно величину  $M_{9}$ =0,593мг. Из сопоставления приведенных данных видно, что по эрозируемой массе материала электротепловое воздействие ПУМ с указанными АВП тока молнии на алюминиевую обшивку ЛА примерно в 450 раз сильнее, чем электротепловое воздействие сильноточного канала разряда с той же амплитудой тока на алюминиевые электроды воздушного разрядника атмосферного давления ВЭФУ с ЕНЭ.

#### выводы

1. Получены формулы (8)-(11) для приближенного расчета глубины  $h_0$  и внутреннего радиуса  $R_0$ круглого кратера электротеплового разрушения наружным радиусом  $r_0$ , объема  $V_0$  и массы  $M_0$  материала, уносимых с поверхности металлической обшивки ЛА за однократное воздействие на нее сильноточного разряда молнии.

2. При ПУМ в алюминиевую обшивку ЛА выброс металла из зоны привязки сильноточного канала молнии с принятыми АВП импульсного тока в несколько сотен раз превышает разовый выброс металла из алюминиевых электродов высоковольтных сильноточных искровых разрядников с воздушной рабочей средой атмосферного давления, предназначенных для коммутации в разрядной цепи ВЭФУ с ЕНЭ больших импульсных токов соответствующей рассмотренному ПУМ амплитуды, изменяющихся во времени по закону экспоненциально затухающей синусоиды.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Юман М.А. Естественная и искусственно инициированная молния и стандарты на молниезащиту// Труды ИИЭР.-1988.-т.76.-№12.-С.5-26.
- [2] Абрамов Н.Р., Кужекин И.П., Ларионов В.П. Характеристики проплавления стенок металлических объектов при воздействии на них молнии// Электричество.-1986.-№11.-С.22-27.
- [3] Баранов М.И. Моделирование электромагнитного эффекта при прямом ударе молнии в металлическую обшивку летательного аппарата// Технічна електродинаміка.-1999.-№1.-С.16-21.
- [4] Радиоэлектронные средства и мощные электромагнитные помехи/ Под ред. В.И. Кравченко.-М.: Радио и связь, 1987.-256с.
- [5] Лозанский Э.Д., Фирсов О.Б. Теория искры.-М.: Атомиздат, 1975.-272с.
- [6] Финкельнбург В., Меккер Г. Электрические дуги и термическая плазма/ Пер. с нем. под ред. В.А. Фабриканma.- М.: Изд-во ИЛ, 1961.-370с.
- [7] Столович Н.Н. Электровзрывные преобразователи энергии/ Под ред. В.Н. Карнюшина.-Минск: Наука и техника, 1983.-151с.
- [8] Кухлинг Х. Справочник по физике/ Пер. с нем. под ред. Е.М. Лейкина.-М.: Мир, 1982.-520с.

Поступила 25.06.2003

УДК 621.331.3

# ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЖЕЛЕЗНЫЕ ДОРОГИ: ЭТАПЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ

Хворост Н.В., к.т.н., доц. ГП "Харьковский метрополитен" Украина, 61012, Харьков, ул. Энгельса, 29 тел. (0572) 23-74-02

# Панасенко Н.В., д.т.н., проф.

Национальный технический университет "Харьковский политехнический институт" Украина, 61002, Харьков, ул. Фрунзе, 21, НТУ "ХПИ", каф. "Электрический транспорт и тепловозостроение" тел. (0572) 47-34-65

Виконаний аналіз столітнього періоду електрифікації залізниць в світі. Розглянуті перспективні шляхи покращення систем електричної тяги залізниць України в XXI- му столітті.

#### Выполнен анализ столетнего периода электрификации железных дорог мира. Рассмотрены перспективные пути совершенствования систем электрической тяги железных дорог Украины в XXI- м столетии.

## ВВЕДЕНИЕ

На электрических железных дорогах мира, общая протяженность которых на конец XX века составила около 240 тыс. км, распространение получили три системы электрической тяги (Система электрической тяги СЭТ включает в себя подсистему тягового электроснабжения (ТЭС), состоящую из тяговых подстанций (ТП), контактной сети (КС) и рельсов (Р) и тяговую подсистему, состоящую из электроподвижного состава (ЭПС) – электровозов и электропоездов) (СЭТ), отличающиеся друг от друга по роду тока в контактной сети [1, 2]:

-СЭТ постоянного тока;

- СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub>, 20, 25 Гц;

- СЭТ переменного тока промышленной частоты 50 (60) Гц.

Наибольший удельный вес в общей протяженности электрических железных дорог приходится на железные дороги с СЭТ переменного тока промышленной частоты 50 Гц напряжением 25 кВ – 40,5%. На электрические железные дороги с СЭТ постоянного тока напряжением 3,0 кВ и 1,5 кВ приходится соответственно по 35,2% и 7,8%, а на электрические железные дороги с СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц напряжением 15 кВ – 14,6% от общей протяженности электрических железных дорог [3].

# ЭТАПЫ РАЗВИТИЯ

В историческом плане, начало электрификации железных дорог связано со строительством в конце XIX века первой железной дороги Балтимор - Огайо (США) протяженностью 115 км с СЭТ постоянного тока напряжением 660 В, использующей ЭПС с коллекторными тяговыми двигателями постоянного тока последовательного возбуждения и контакторнореостатной системой управления. В Российской империи, первостроителями электрической железной дороги были украинские инженеры, выпускники Петербургского института инженеров путей сообщений Дмитренко П.П. и Дубелир Г.Д. Под их руководством было выполнено проектирование и в 1901 году построена железная дорога, электрифицированная в СЭТ постоянного тока, протяженностью 20,6 км, связывающая г. Лодзь с пригородами.

Дальнейшее развитие СЭТ постоянного тока шло в основном только по пути повышения напряжения в контактной сети. Так, принятая концепция первого этапа (20-е – 40-е годы прошлого столетия) массовой электрификации железных дорог мира основывалась на СЭТ постоянного тока напряжением 1200 В и 1500 В. Концепция второго этапа массовой электрификации железных дорог мира (30-е – 60-е годы прошлого столетия) основывалась уже на СЭТ постоянного тока напряжением 3000 В.

Здесь следует отметить, что структурно СЭТ постоянного тока напряжением 1,5 кВ и 3,0 кВ отличаются только расстояниями между тяговыми подстанциями  $l_{TII}$ : в первом случае  $l_{TII} \approx 15 - 20$  км, а во втором –  $l_{TII} \approx 25 - 30$  км.

При питании тяговых подстанций СЭТ постоянного тока от сетей внешнего электроснабжения, а это, как правило, электрические сети трехфазного тока ВЛ35, ВЛ110 или ВЛ220, напряжение внешнего электроснабжения с помощью промежуточных трансформаторов понижается, а затем с помощью электромашинных (двигатель переменного тока – генератор постоянного тока) или статических (трансформатор – выпрямитель) преобразователей преобразовывается в энергию постоянного тока которая на напряжении 1,5 кВ или 3,0 кВ и подается в тяговую сеть.

Практически повсеместное использование СЭТ постоянного тока на первом и втором этапах массовой электрификации железных дорог обусловлено главным ее достоинством, заключающемся в возможности непосредственного подключения к тяговой сети электродвигателей постоянного тока последовательного возбуждения, электромеханические характеристики которых в наибольшей мере отвечают требованиям тяги и которые на начало электрификации уже были серийно освоены электротехнической промышленностью [4].

К недостаткам эксплуатируемых СЭТ постоянного тока в первую очередь необходимо отнести сравнительно невысокий уровень напряжения в контактной сети. Это обстоятельство, при непрерывно возрастающих мощностях ЭПС, обуславливает повышенные потери энергии и напряжения в элементах СЭТ, что приводит к снижению пропускной и провозной способности электрических железных дорог. Проведенные в 60-х годах прошлого столетия в СССР, Италии и Польше научно-технические работы по созданию СЭТ постоянного тока напряжением 6 кВ и выше не привели к положительным результатам из-за сложности, громоздкости, низкой надежности и большой стоимости тягового высоковольтного электрооборудования ЭПС с коллекторными электродвигателями постоянного тока, имеющих конструктивное ограничение рабочего напряжения на уровне 1500-1650 В в существующем колесном габарите.

Принципиально, альтернативным путем на начало электрификации железных дорог в вопросе повышения напряжения в контактной сети была СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/з Гц напряжения 15 кВ, разработанная немецкими специалистами в конце XIX века. Этим путем в начале XX столетия и пошла Германия, несмотря на то, что на тот период для таких СЭТ потребовалось строительство для нужд электрических железных дорог специальных электростанций, вырабатывающих однофазный ток пониженной частоты 162/3 Гц. Электроэнергия в такой СЭТ к контактной сети подводится при помощи простых трансформаторных подстанций располагающихся на расстоянии 40-50 км и понижающих высокое напряжение однофазного переменного тока, поступаемого от специальных электростанций однофазного тока частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц, до уровня 15 кВ. Здесь следует отметить, что СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/з Гц позволила использовать на ЭПС коллекторные двигатели однофазного тока последовательного возбуждения, характеристики которых для тяги обеспечивались тогдашним уровнем развития электротехники (в то время такие двигатели на частоту 50 Гц строить не умели). Питание коллекторных тяговых электродвигателей однофазного тока на ЭПС осуществляется от вторичной обмотки бортового трансформатора понижающего напряжение контактной сети до уровня их оптимального напряжения (400÷600 В). В настоящее время СЭТ пониженной частоты 1623 Гц напряжения 15 кВ применяют на электрических железных дорогах Германии, Швеции, Швейцарии, Австрии, Норвегии. Основное достоинство СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/з Гц напряжения 15 кВ заключающееся в довольно высоком уровне напряжения в контактной сети, во многом нивелировалось низкими коэффициентами мощности и тяги ЭПС с коллекторными двигателями переменного тока (сов ф коллекторных двигателей переменного тока в номинальном режиме равный 0,8÷0,88 при трогании становится меньше 0,3÷0,4; а коэффициент тяги ЭПС в часовом режиме не превышает 0,17÷0,19 [5]). Поэтому СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц напряжением 15 кВ и получила ограниченное распространение в период первого и второго этапов массовой электрификации железных дорог.

Освоение в 40-х годах прошлого столетия электротехнической промышленностью производства силовых ионных вентилей – игнитронов, характеристики которых решали задачу создания выпрямительных установок, отвечающие требованиям по надежности и массогабаритным параметрам условиям применения на подвижном составе, позволило существенно улучшить эффективность ЭПС однофазного переменного тока пониженной частоты за счет использования в них серийных тяговых коллекторных электродвигателей пульсирующего тока, по своим характеристикам незначительно уступающим серийным тяговым коллекторным электродвигателям постоянного тока [6, 7]. Однако это техническое достижение в принципе решало задачу создания эффективного ЭПС переменного тока промышленной частоты 50(60) Гц при любом (высоком) уровне напряжения в контактной сети. Поэтому в основу концепции третьего этапа массовой электрификации железных дорог (50-е – 90-е годы прошлого столетия) была положена СЭТ переменного тока промышленной частоты 50 Гц напряжения 25 кВ.

Высокое напряжение в контактной сети в СЭТ переменного тока промышленной частоты определяет ее преимущества: большое расстояние между подстанциями ( $l_{TII} \ge 40 - 60$  км), меньше сечение проводов контактной сети (140÷220мм<sup>2</sup> в медном эквиваленте). Внешнее электроснабжение в этой системе обеспечивается, как и в СЭТ постоянного тока, от трехфазных электрических сетей ВЛ110 или ВЛ220, тяговые подстанции превращаются в простые понижающие подстанции, контактная сеть - в линию электропередачи повышенного напряжения, напоминающая собой линию городской подстанции глубокого ввода, а сам ЭПС – в такую подстанцию глубокого ввода. Преобразовательный агрегат однофазного переменного тока 50 Гц, 25 кВ в постоянный ток (трансформатор – выпрямитель) размещается на ЭПС, что, с одной стороны, усложняет ЭПС, а с другой стороны, позволяет исключить пусковые резисторы и упростить коммутационную аппаратуру управления. Тяговые двигатели пульсирующего тока выполняются на оптимальное рабочее напряжение (700÷800) В и на ЭПС используется их параллельное соединение. Пуск ЭПС обеспечивается регулированием выходного напряжения преобразовательного агрегата, что возможно как путем изменения коэффициента трансформации трансформатора, так и путем применения управляемых вентилей в выпрямителе преобразовательного агрегата. Здесь необходимо отметить, что однофазная тяговая нагрузка в СЭТ переменного тока промышленной частоты вызывает неравномерность загрузки фаз системы внешнего электроснабжения. Однако, применение на тяговых подстанциях компенсирующих конденсаторных установок и подключение понижающих трансформаторов подстанций с чередованием нагруженных фаз позволяет снизить несимметрию до границы предельных норм [8].

В историческом аспекте, начало электрификации в Украине связано с введением в 1938 году в эксплуатацию однопутного участка Запорожье – Кривой Рог Приднепровской железной дороги, электрифицированного по СЭТ постоянного тока напряжением 3 кВ. Массовая же электрификация железных дорог Украины приходится на вторую половину XX века (середина 50-х годов). На начальном периоде она проводилась только в рамках концепции второго этапа электрификации, а именно, в рамках СЭТ постоянного тока напряжением 3 кВ. В этой системе электрической тяги были электрифицированы Южная, Приднепровская и Донецкая железные дороги. Электрификация железных дорог Украины в рамках концепции третьего этапа началась только в первой половине 60х годов прошлого столетия и она получила широкое распространение на Юго-Западной и Одесской железных дорогах. Электрификация Львовской железной дороги в этот период проходила как в рамках концепции второго этапа (в направлении западной границы),

так и в рамках концепции третьего этапа (в направлении Юго-Западной железной дороги).

На конец XX века на Украине в примерно равных долях по роду тока в СЭТ было электрифицировано свыше 9 тыс. км железнодорожных линий, что составило около 40% от общей протяженности железных дорог страны.

Оптимальным же по мнению международных экспертов для стран с развитой железнодорожной инфраструктурой (аналогичной Украине) является электрификация 50–60% от общей протяженности железнодорожной сети страны с выполнением ими 80–90% общего объема перевозки грузов и пассажиров (см. материалы конференции МСЖД, ЮАР, 2000 г.).

Проблема выбора СЭТ и совершенствования ее подсистем на всех этапах электрификации железных дорог была в центре научных дискуссий и принятия инженерных решений. Здесь следует отметить, что каждая из концепций электрификации отражала тот уровень развития электротехники, который был достигнут на начало каждого из ее этапов. Определяющими факторами при выборе типа СЭТ на каждом из этапов электрификации являлись тяговый электропривод ЭПС и устройства преобразования параметров электроэнергии ТЭС. Поэтому совершенствование подсистем СЭТ на всем периоде электрификации предопределялось самим процессом развития электротехники и в первую очередь достижениями в таких ее областях как электромеханика, электроника и автоматика. Замена тяговых коллекторных электродвигателей на бесколлекторные двигатели (асинхронные и синхронные), применение высокоэффективных статических преобразователей параметров электроэнергии переменного тока в постоянный и наоборот на базе силовых полностью управляемых (включаемых и выключаемых по управляющему электроду) полупроводниковых приборов на напряжения и токи свыше 3 кВ и 1 кА соответственно, создание быстродействующих систем микропроцессорной автоматики для управления преобразованием и потреблением электроэнергии как на ЭПС, так и в ТЭС и составляют основу современной концепции четвертого этапа электрификации железных дорог, вызванного к жизни необходимостью организации скоростного и высокоскоростного пассажирского движения.

Здесь следует отметить, что для первой высокоскоростной железной дороги Нью - Токайдо (Япония) протяженностью 515 км, которая была введена в эксплуатацию в 1964 году, в ее СЭТ были еще заложены технические решения, определяемые концепцией третьего этапа электрификации, а именно, для ЭПС тяговый электропривод постоянного тока с выпрямительно-трансформаторным регулированием, для ТЭС - структуры централизованного электропитания контактной сети от тяговых подстанций с трансформаторным преобразованием трехфазного напряжения промышленной частоты в однофазное напряжение промышленной частоты. Для реализации заданной тяговой мощности с целью обеспечения максимальных скоростей движения на уровне 200 км/час, эти технические решения потребовали только моторвагонной тяги с обмоториванием всех вагонов электропоезда и сокращения расстояния между тяговыми подстанциями до 20 км что резко повысило удельную стоимость (до свыше 2 млн. дол. США за 1 км) строительства высокоскоростной железной дороги [9]. Поэтому построенную специализированную высокоскоростную линию Нью – Токайдо, как и введенное во Франции в 1967 году скоростное движение в системе «Капитоль» на линиях со смешанным движением, следует рассматривать в рамках третьего этапа электрификации как практическое доказательство технической реализуемости и экономической целесообразности использования колесного электротранспорта для скоростных и высокоскоростных пассажирских перевозок на железных дорогах.

Фактически о четвертом этапе электрификации железных дорог мира было заявлено в 70-х годах прошлого столетия утверждением планов создания сети высокоскоростных железных дорог в Японии (Шин-Кансен), Европе (Европолитен) и США (АМТРАК). Именно эти планы основывались на новом типе ЭПС – электровозов и электропоездов с бесколлекторным тяговым электроприводом и структурах ТЭС, пригодных для организации распределенного электропитания контактной сети на основе статических преобразователей с высоковольтными управляемыми полупроводниковыми приборами и микропроцессорными системами управления.

## ПУТИ РАЗВИТИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ УКРАИНЫ В XXI-М ВЕКЕ

Окончательное утверждение в жизнь четвертого этапа электрификации произошло в 80-90 годы прошлого столетия с серийным освоением производства высокоскоростных поездов с бесколлекторными двигателями: серии 300 мотор-вагонной тяги (Япония) и серий TGV (Франция), ICE (Германия) локомотивной тяги и введением в эксплуатацию тяговых преобразовательных подстанций в Бремене и Карлсфельде (Германия) мощностью 100/132 МВ·А, принципиально позволяющими реализовать структуру ТЭС с распределенным питанием контактной сети для всех типов СЭТ [10, 11]. На рис. 1,а,б представлены структуры тяговой электропередачи (ТЭП) электровоза поезда ICE1 и тяговой преобразовательной подстанции (ТПП) СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/з Гц напряжения 15 кВ.

На наш взгляд, СЭТ на базе структур рис. 1,а,б позволяют обеспечить решение ряда задач, стоящих перед электрическими железными дорогами Украины в рамках решения главной (целевой) проблемы железнодорожного транспорта, а это – двукратное снижение затрат и увеличение производительности до конца первой половины XXI века при безусловном обеспечении безопасности движения поездов. Основными из этих задач, по нашему мнению, являются [12–25]:

 задача качественного отбора электроэнергии системой электротяги от трехфазной системы внешнего электроснабжения;

2) задача снижения энергозатрат в подсистемах электротяги;

3) задача снятия ограничений по пропускной и провозной способности со стороны подсистем электротяги;

4) задача создания двухсистемного универсального электровоза для пассажирско-грузовых поездов ( $V_{\rm max} = 140$  км/час) и пассажирско-скоростных ( $V_{\rm max} = 200$  км/час).



Рис. 1. Структуры тяговой электропередачи электровоза поезда ICE1 (а) и тяговой преобразовательной подстанции (б) СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц напряжения 15 кВ

Решение этих задач не возможно без поиска новых структурных и схемных решений как для СЭТ в целом, так и для звеньев ее подсистем, а также без глубокого анализа на стадии разработки СЭТ процессов преобразования электроэнергии, затрачиваемой на перевозочный процесс. Это в равной степени относится как к СЭТ постоянного тока, так и к СЭТ переменного тока. При этом критичным фактором для эксплуатируемой на Украине СЭТ постоянного тока является принятый уровень напряжения 3,0 кВ как со стороны ЭПС по критерию массо-габаритных показателей коллекторных тяговых электродвигателей, так и со стороны ТЭС по критерию потерь в контактной сети [14]. Критичным же фактором для эксплуатируемой на Украине СЭТ переменного тока является однофазный отбор электроэнергии от трехфазной системы внешнего электроснабжения как с точки зрения ухудшения качества потребляемой энергии, так и с точки зрения «барьерных» ограничений скорости со стороны контактной сети [2, 8, 9, 14].

В заключении отметим, что стратегия развития СЭТ на четвертом этапе электрификации железных дорог должна опираться на том, что технически и экономически выработка электроэнергии и ее потребление в сфере электрической тяги наиболее эффективна трехфазным переменным током, а передача к ЭПС по тяговой сети повышенного напряжения (6÷50) кВ [1]. При этом должно учитываться то обстоятельство, что уровень рабочего напряжения бесколлекторных тяговых электродвигателей при существующих изоляционных и ферромагнитных материалах может быть поднят до (6÷10) кВ [7].

В настоящее время на электрических железных дорогах Украины применяется в основном централизованная схема питания тяговой сети при которой тяговые подстанции питаются от районных подстанций системы внешнего электроснабжения. Ее дальнейшее совершенствование за счет усиления контактной сети и уменьшения расстояния между подстанциями не снимает критических факторов как в СЭТ постоянного тока, так и в СЭТ переменного тока. Кроме того, строительство новой тяговой подстанции при централизованной системе питания тяговой сети требует, как правило. больших капитальных вложений в систему внешнего электроснабжения, которые в некоторых случаях могут превышать стоимость самой подстанции [21]. Децентрализованная или распределенная схема питания тяговой сети, классическим примером которой служит схема питания контактной сети СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/з Гц напряжения 15

кВ [13], как правило, не требует дополнительных капитальных вложений в систему внешнего электроснабжения при строительстве новых подстанций. Следует также отметить, что в СЭТ переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц напряжения 15 кВ сняты критические факторы, присущие отечественным СЭТ (постоянного и переменного тока).

Учитывая уровень существующих полупроводниковых приборов, изоляционных и ферромагнитных материалов наиболее перспективной системой ТЭС для практической реализации СЭТ постоянного тока является схема питания контактной сети напряжением 6 кВ с двухпроводной продольной линией (ПЛ) постоянного тока двухстороннего питания напряжением 36 кВ и преобразовательными пунктами питания (ППП) 36/6 кВ, на основе преобразователя постоянного напряжения [26–30]. Структурная схема ТЭС с продольной линией 36 кВ представлена на рис. 2.

В такой СЭТ на опоры контактной сети с полевой стороны может устанавливаться только один положительный питающий провод продольной линии, а отрицательным проводом питания в этом случае будет служить рельс. Двухстороннее питание продольной линии напряжением 36 кВ осуществляется от двух главных тяговых подстанций ГТП1 и ГТП2 расположенных на расстоянии 100÷125 км друг от друга и имеющих по два независимых ввода трехфазными линиями внешнего электроснабжения 220(110) кВ. Структурно схема главной тяговой подстанции состоит из трех преобразовательных агрегатов 1ПА – 3ПА, включенных по выходу параллельно и один из которых находится в резерве (рис. 3). В состав схемы преобразовательного агрегата входят тяговый трансформатор (Тр) и двенадцатипульсовый управляемый выпрямитель (УВ), работающий с углом управления  $\alpha = 0$ . Тяговый трансформатор имеет три вторичных обмотки, две из которых обеспечивают питание управляемого выпрямителя, а третья – питание районных потребителей. Применение в преобразовательных агрегатах управляемых выпрямителей с углом управления  $\alpha = 0$  позволяет, наряду с выполнением функции по преобразованию переменного напряжения в постоянное, реализовать бесконтактную токовую защиту главных подстанций при коротком замыкании в линии продольного питания 36 кВ [31]. От линии продольного питания 36 кВ поступает напряжение к преобразовательным пунктам питания (ПП1 - ППб), которые располагаются на расстоянии 20÷25 км друг от друга.



Рис. 2. Структурная схема ТЭС с продольной питающей линией постоянного тока напряжения 36 кВ СЭТ



Рис. 3. Структурная схема главной тяговой подстанции для ТЭС постоянного тока с линией продольного питания напряжением 36 кВ

В состав схемы преобразовательного пункта питания, обеспечивающего в контактной сети напряжение 6 кВ, входят три преобразователя постоянного напряжения ППН1 – ППН3, включаемых по входу и выходу параллельно и один из которых также находится в резерве (рис. 4). В состав преобразователя постоянного напряжения входят однофазный автономный инвертор напряжения (АИН), однофазный трансформатор повышенной частоты (Т<sub>ПЧ</sub>) и выпрямительно-инверторный преобразователь (ВИП). Такая структура ППН обеспечивает двухсторонний обмен электроэнергией, что позволяет передавать энергию рекуперации ЭПС в продольную линию питания 36 кВ. Это обстоятельство существенно расширяет область использования рекуперативного торможения в СЭТ постоянного тока.

Дополнительный резонансный фильтр, настроенный на частоту звена повышенной частоты и емкость, устанавливаемые на входе АИН, снижают уровень высших гармоник в такой степени, что между главными подстанциями и преобразовательными пунктами питания циркулирует только активная мощность [11]. Таким образом, приведенная на рис. 2 структура ТЭС с продольной линией питания 36 кВ потребляет от системы внешнего электроснабжения только ту реактивную мощность, которая обусловлена степенью несовершенства двенадцатипульсовых схем выпрямителей, а это, как известно [17], очень небольшая и величина.

Для СЭТ переменного тока промышленной частоты ТЭС может быть выполнено с продольной питающей линией однофазного переменного тока промышленной частоты напряжения 110 кВ и однофазными трансформаторными пунктами питания (OTHII) 110/27,5 кВ [29]. В этом случае главные тяговые подстанции будут представлять собой преобразователи трехфазного напряжения 220(110) кВ в однофазное 110 кВ со звеном постоянного тока, структура которых аналогична структуре ТЭС системы электротяги переменного тока пониженной частоты 16<sup>2</sup>/<sub>3</sub> Гц, 15 кВ (рис. 1,б). Однако, такое техническое решение, несмотря на решаемые задачи качественного отбора электроэнергии от системы внешнего электроснабжения и отказа от нейтральных вставок, требует для продольной линии питания 110 кВ прокладки вдоль полотна железной дороги однофазной ЛЭП 110 кВ, что может быть оправдано лишь при строительстве специализированной высокоскоростной железной дороги.


Рис. 4. Структурная схема преобразовательного пункта питания тяговой сети напряжением 6 кВ для ТЭС с продольной линией питания постоянного тока напряжения 36 кВ

На наш взгляд, более рациональной структурой ТЭС с продольной линией питания для СЭТ переменного тока промышленной частоты является структура, рассмотренная ранее применительно к СЭТ постоянного тока напряжения 6 кВ (рис. 2). В этом случае полностью унифицируются главные тяговые подстанции для двух типов СЭТ - переменного тока промышленной частоты и постоянного тока, а два (один) провода линии продольного питания напряжения 36 кВ подвешиваются на опорах контактной сети с полевой стороны как и в СЭТ переменного тока 25 кВ, 50 Гц с ЭУП [20]. В преобразовательные пункты питания ТЭС электротяги переменного тока промышленной частоты с продольной линией питания постоянного тока напряжения 36 кВ входят три преобразователя постоянного напряжения 36 кВ в однофазное переменное промышленной частоты 50 Гц напряжения 25 кВ, включаемые по входу и выходу параллельно и один из которых находится в резерве. Однако, структурно преобразователи постоянного напряжения в переменное, могут быть двух модификаций (рис. 5,а,б). Структурная модификация рис. 5,а представляет собой структуру автономного преобразователя, состоящего из двух последовательно включенных звеньев: однофазного инвертора напряжения (АИН<sub>50</sub>) и однофазного трансформатора (Т<sub>50</sub>) промышленной частоты 50 Гц. Структурная модификация рис. 5,б представляет собой структуру автономного преобразователя, состоящего из трех последовательно включенных звеньев: однофазного инвертора напряжения повышенной частоты (АИН<sub>ПЧ</sub>), однофазного трансформатора повышенной частоты (Т<sub>ПЧ</sub>) и обратимого непосредственного преобразователя частоты (НПЧ) с выходными параметрами 50 Гц и 25 кВ.

В заключении этого подраздела отметим, что ТЭС с продольной линией питания постоянного тока напряжения 36 кВ как для СЭТ переменного тока 25 кВ, 50 Гц, так и для СЭТ постоянного тока 6кВ, решает задачи в части:

- качественного отбора электроэнергии от трехфазной системы внешнего электроснабжения;

- снижения потерь энергии и напряжения в контактной сети;

– повышения пропускной и провозной способности по ТЭС и, что особенно важно для скоростного и высокоскоростного движения, улучшаются условия токосъема для СЭТ постоянного тока и снимаются «барьерные ограничения» по скорости со стороны тяговой сети из-за отказа от изолирующих нейтральных вставок в контактной сети СЭТ переменного тока.

Кроме того, применение ТЭС с линией продольного питания постоянного тока 36 кВ позволяет:

- использовать провода контактной сети меньшего сечения;

- облегчить защиту от токов короткого замыкания в контактной сети;

- уменьшить потенциалы рельсов относительно земли, а, следовательно, опасность электрокоррозийного разрушения подземных сооружений в близи СЭТ постоянного тока;

- уменьшить расходы на развитие внешнего электроснабжения, что особенно важно, при дальнейшем усилении тягового электроснабжения;

- использовать систему гибкого усиления электроснабжения на отдельных наиболее нагруженных участках тяговой сети;

- перейти на полностью автоматическое управление ТЭС.



Рис. 5. Структуры преобразователей постоянного напряжения в переменное для преобразовательных пунктов питания ТЭС переменного тока промышленной частоты с продольной линией питания постоянного тока

Основное требование к электроподвижному составу XXI века – это повышение его мобильности и энергоэффективности при сохранении высоких мощностных и тяговых характеристик, достигнутых в мировой практике на конец XX века.

Повышение мобильности магистрального ЭПС, а это увеличение расчетной скорости, времени суточной работы и удлинения плеч обращения – единственный путь сохранения, а в некоторых случаях и уменьшения, количества ЭПС при осуществлении возрастающего объема перевозок.

Характерной особенностью ЭПС для высокоскоростных пассажирских поездов есть узкая специализация поездов на основе мотор-вагонной тяги постоянной составности [32] для которых вопросы мобильности решаются повышением общей надежности поезда и составлением оптимального графика движения. Эти условия определяют также и мобильность электропоездов пригородного сообщения.

Концепция же пассажирских поездов для скоростного движения, как правило, предусматривает использование локомотивной тяги, что, в принципе, обуславливает переменную их составность и, следовательно, прицепляемость и отцепляемость электровозов. Учитывая это обстоятельство, а также тот факт, что скоростное пассажирское движение (V<sub>max</sub> = 200 км/час) совмещается с обычным пассажирским движением ( $V_{\rm max} = 160$  км/час), специализированным грузовым ( $V_{\text{max}} = 120 \text{ км/час}$ ) и смешанным грузовым (V<sub>max</sub> = 100 км/час) движениями [9], то для высокой мобильности электровозов, обслуживающих эти поезда, необходима их универсальность. На наш взгляд, вопрос универсальности электровозов может быть решен на базе структур «гибкого типажа», предложенного проф. Феоктистовым В.П., использующих для формирования любого локомотива (сплотки) одного типа базовой секции [23]. Каждая базовая локомотивная секция выпускается в расчете на установку двух кабин управления, любая из которых (или обе) непосредственно в условиях депо может быть заменена на переходной блок, позволяющий при сплотке локомотивной бригаде переход в соседнюю секцию, где с той же стороны должен быть установлен такой же переходной блок. Таким образом, применение модульных блоков К (кабина) и П (переходной) дает возможность на базе одной и той же силовой секции формировать такие варианты составности локомотива:

 – локомотив на базе одной секции с двумя кабинами;

– локомотив на базе двух секций по схеме «кабина
 – переходной блок» и «переходной блок – кабина»;

 - локомотив на базе трех (и более) секций по схеме «кабина – переходной блок», «переходной блок
 – переходной блок» и «переходной блок – кабина».

Все секции сплотки управляются по синхронному принципу из кабины главной секции, для чего используется телемеханическая беспроводная система на базе спутниковой связи.

Применительно к электрическим железным дорогам Украины с перспективой их развития в XXI веке мощность электровоза для скоростных поездов с экономически оправданным числом вагонов 8-14 составляет (4500÷9000) кВт. Эти данные хорошо совпадают с данными, приведенными в работе [9]. Для обеспечения грузового движения с экономически оправданной массой поезда 3000÷9000 тонн, требуется мощность электровоза (4200÷14000) кВт. Эти данные хорошо совпадают с данными проф. Гетьмана Г.К. [33]. Указанные мощности хорошо реализуются в локомотивной тяге на основе базовой секции локомотива мощностью 4800 кВт. В этом случае структура парка электровозов при концепции «гибкого типажа» обеспечивает выдачу под поезда электровозов мощностью 4800 кВт (вариант односекционного двухкабинного электровоза», 9600 кВт (вариант двухсекционного электровоза схемы «кабина - переходной блок» - «переходной блок - кабина») и 14400 кВт (вариант трехсекционного электровоза схемы «кабина переходной блок» – «переходной блок – переходной блок» - «переходной блок - кабина»).

Сформировавшееся на начало XXI века мнение

отечественных И зарубежных специалистовэлектровозостроителей [16, 25, 34-39] склонилось в пользу четырехосности электровозной секции на основе двухосной тележки, то есть к осевой формуле базовой секции электровоза 2<sup>0</sup>-2<sup>0</sup>. Реализация же мощности 4800 кВт в базовой четырехосной электровозной секции практически выполнимо на основе индивидуального поосевого тягового привода с одноступенчатым силовым релуктором и использованием в качестве тягового двигателя асинхронного электродвигателя с короткозамкнутым ротором [40, 41]. В конструктивном плане, оснащение электровозного парка Украины в XXI веке целесообразно производить на базе двух модификаций базовых электровозных секций: грузо-пассажирской и пассажирскоскоростной, то есть фактически сохранить сложившуюся концепцию раздельных парков магистральных электровозов. Здесь следует отметить, что основными отличительными особенностями грузо-пассажирского и пассажирско-скоростного исполнения должен быть тип кузова и тип тяговой передачи, связывающей колесную пару с тяговым двигателем. Так, для грузопассажирской электровозной секции, допускающей большие осевые нагрузки (до 23,5 тн) и работающей при скоростях движения до 140 км/час, следует использовать стальной рамный кузов и тяговую передачу на основе опорно-осевого подвешивания тягового двигателя. Это позволит, с одной стороны, увеличить срок службы электровоза за счет более долговечной конструкции кузова [22], а с другой стороны, уменьшить стоимость и эксплуатационные затраты за счет более низкой стоимости мотор-колесных блоков в производстве и эксплуатации [41]. Для пассажирскоскоростной секции, работающей при скорости 160 км/час и выше, и требующей более низких нагрузок на ось (21 и меньше тн) [42], следует использовать цельнонесущий фермовый кузов, боковые стенки которого практически не воспринимают сил нажатия буферов и поэтому могут быть выполнены из легких материалов [43]. Тяговая же передача пассажирскоскоростной секции выполняется только на базе опорно-рамного (более точнее опорно-кузовного) подвешивания тягового двигателя, что позволяет снизить неподрессоренную массу тележки и тем самым при указанных скоростях уменьшить динамическое воздействие электровоза на путь [9]. При этом, более высокая стоимость и увеличение трудоемкости обслуживания и ремонта пассажирско-скоростной секции электровоза по сравнению с грузо-пассажирской секцией будут окупаться снижением затрат на содержание путевой структуры.

Создание универсального электровоза (грузопассажирского или пассажирско-скоростного) для эксплуатации в двух СЭТ: переменного и постоянного тока, является одной из важнейших задач в направлении повышения мобильности локомотивного парка железных дорог за счет увеличения длины плеч их обращения. Эта задача становится особенно актуальной для железных дорог Украины в связи с организацией скоростного пассажирского движения, основные маршруты которого, как правило, имеют два типа тягового электроснабжения (см. например Харьков – Киев, Киев – Днепропетровск, Киев – Донецк, Киев Симферополь). По нашему мнению, основой для разработки такого электровоза как для грузопассажирского, так и для пассажирско-скоростного движения, наряду с рассмотренными ранее конструкторскими подходами, является принцип универсальности электросхемы и ее компонентов, заключающийся в минимальной элементной избыточности электросхемы и возможности только за счет изменения ее конфигурации, обеспечить работу электровоза в двух СЭТ: переменного и постоянного тока.

На рис. 6 представлена универсальная силовая электросхема четырехосного пассажирско-скоростного электровоза с асинхронными трехфазными двигателями и потележечным управлением, работающего в двух СЭТ: переменного тока 50 Гц, 25 кВ и постоянного тока 6 кВ.

При работе электровоза в СЭТ переменного тока 50 Гц, 25 кВ, его электросхема через пантограф подключается к тяговой сети силовым контактом К1, а контакт К2 остается при этом разомкнутым. В этом случае, все каналы электросхемы, а именно, каналы питания тяговых асинхронных электродвигателей ТЭП1 и ТЭП2, канал бортового источника электроснабжения БИЭС и канал поездного источника электроснабжения ПИЭС питаются от вторичных обмоток W2 (1W2 – 4W2) тягового трансформатора Тр, к первичной обмотке W1 которого прикладывается напряжение тяговой сети 25 кВ, 50 Гц через замкнутый контакт К1. Преобразовательная часть каналов питания асинхронных электродвигателей выполнена на основе обратимого преобразователя переменного однофазного напряжения в трехфазное переменное напряжение с промежуточным звеном постоянного напряжения 6 кВ («ВИП – С<sub>Ф</sub> – АИН»). Преобразова-тельная часть каналов БИЭС и ПИЭС выполнена на основе мостового выпрямителя однофазного переменного тока.

При работе электровоза в СЭТ постоянного тока 6 кВ, его электросхема через пантограф подключается к тяговой сети силовым контактом К2, а контакт К1 остается при этом разомкнутым. В этом режиме конфигурация электросхемы электровоза несколько изменяется за счет введения дросселя фильтра L<sub>Ф</sub>, включаемого последовательно с контактом К2 и выведения из работы первичной обмотки W1тягового трансформатора Тр, включенной последовательно с контактом К1. Теперь роль каналов питания тяговых асинхронных электродвигателей (ТАД1 – ТАД4) выполняют инверторы напряжения АИН1 и АИН2, питаемых от входного LC-фильтра, а роль источника питания каналов БИЭС и ПИЭС выполняют обратимые преобразователи ВИП1 и ВИП2, работающие синхронно и получающие питание также от LCфильтра. Преобразователь ВИП1 и ВИП2 формируют переменное напряжение промышленной частоты на обмотках 1W2 и 2W2 тягового трансформатора Тр, являющихся теперь первичными по отношению к обмоткам 3W2 и 4W2 каналов БИЭС и ПИЭС соответственно.



Рис. 6. Универсальная силовая электросхема двухсистемного четырехосного пассажирско-скоростного электровоза с асинхронными трехфазными двигателями и потележечным управлением

Таким образом, установка на борту электровоза переменного тока двух дополнительных устройств, а именно, быстродействующего выключателя постоянного тока и реактора фильтра решает задачу его использования в СЭТ постоянного тока напряжения 6 кВ. Если же решается задача создания двухсистемного электровоза 25 кВ, 50 Гц/3 кВ, что, на наш взгляд, является актуальным для электровозостроителей Украины на современном этапе, то в преобразовательной части каналов питания тяговых электродвигателей электровоза переменного тока предусматривается звено постоянного тока напряжением 3 кВ и, как в предыдущем случае, дополнительно вводятся в схему быстродействующий выключатель постоянного тока и реактор фильтра. Расчеты универсальной схемы (рис. 6), выполненные авторами с применением мультикритериальной оптимизации (вес, объем, к.п.д., цена) [44, 45], позволяют сделать вывод о возможности создания на базе четырехосного электровоза переменного тока ДСЗ двух модификаций двухсистемного электровоза двойного питания 25 кВ, 50 Гц/3 кВ мощностью 4800 кВ и нагрузкой на ось 21 и 22 тн: грузо-пассажирского с опорно-осевым подвешиванием тяговых асинхронных двигателей на максимальную скорость 140 км/час и пассажирско-скоростного с опорно-кузовным подвешиванием тяговых асинхронных двигателей на максимальную скоростью 200 км/час. С учетом ценообразования на комплектующие и материалы, сложившегося на 1.09.2003 г., себестоимость односекционного четырехосного электровоза двойного питания с потележечным управлением не превысит:

- для грузо-пассажирской модификации 1350-1400 тыс. дол. США;

– для пассажирско-скоростной – 1500 - 1600 тыс. дол. США

#### ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Более чем столетний период электрификации железных дорог характеризуется устойчивой тенденцией увеличения напряжения как в контактной сети ТЭС, так и на тяговых электродвигателях ЭПС. Концепция СЭТ каждого этапа электрификации отображает тот уровень развития технических средств преобразования электроэнергии, который был достигнут на их начало. В определенной степени уровень напряжения в контактной сети являлся и продолжает оставаться фактором совершенства СЭТ. Тяговый коллекторный электропривод ЭПС всех типов СЭТ периода первых трех этапов электрификации являлся наиболее критичным фактором на пути качественного повышения эффективности электрических железных дорог. Это особенно четко проявилось при организации скоростного и высокоскоростного пассажирского

движения.

Современный (четвертый) этап развития электрификации железных дорог, характеризующийся массовым внедрением на сети дорог мира скоростного и высокоскоростного пассажирского движения, основан на комплексном подходе к совершенствованию подсистем электрической тяги (ТЭС и ЭПС), который заключается в усилении ТЭС за счет перехода к децентрализованным схемам питания тяговой сети и повышения мощности ЭПС за счет применения тягового асинхронного электропривода. Реализация комплексного подхода, который стал возможным благодаря последним достижениям в областях электромеханики, автоматики, силовой электроники, преобразовательной и микропроцессорной технике, позволит, практически полностью снять ограничения по пропускной и провозной способности электрических железных дорог, как со стороны ЭПС, так и со стороны ТЭС, что особенно важно при организации скоростных и высокоскоростных перевозок.

Применительно к Украине, где скоростное пассажирское движение на железных дорогах еще практически не началось, а современное электровозостроение только начало делать первые шаги, комплексный подход к совершенствованию электрических железных дорог в XXI веке является наиболее перспективным направлением. При этом, по мнению авторов, дальнейшее развитие отечественного электровозостроения должно идти на основе принципа «гибкого типажа» путем создания двух модификаций двухсистемных базовых четырехосных секций с АТД и потележечным управлением мощностью 4800 кВт на базе унифицированной электросхемы: грузопассажирского (V<sub>max</sub> = 140 км/час) и пассажирскоскоростного (V<sub>max</sub> = 200 км/час) исполнений по схеме «кабина - переходной блок», в которых должна предусматриваться замена кабины на переходной блок и наоборот.

Совершенствование же ТЭС должно идти по принципу экономической целесообразности. Так, для СЭТ переменного тока 50 Гц, 25 кВ это переход на действующих линиях к тяговому электроснабжению с ЭУП, а на вновь строящихся линиях высокоскоростного движения - к распределенному ТЭС с продольной линией питания постоянного тока напряжения 36 кВ. Для СЭТ постоянного тока целесообразно повышение напряжения в контактной сети до 6 кВ и обязательный переход к схеме распределенного электропитания тяговой сети от линии продольного электропитания постоянного тока напряжения 36 кВ. При распределенной схеме ТЭС необходимо предусматривать внешнее электроснабжение главных тяговых подстанций прямо от генерирующих электростанций, так как аренда общесетевых высоковольтных ЛЭП110 и ЛЭП220 дороже чем строительство новых собственных высоковольтных ЛЭП.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Исаев И.П., Фрайфельд А.В. Беседы об электрической железной дороге. М.: Транспорт, 1989. 359 с.
- [2] Кисляков В.А., Плакс А.В., Пупынин В.Н. и др. Электрические железные дороги. – М.: Транспорт, 1993. – 280 с.
- [3] Котельников А.В., Белоглазова Н.С. Эффективность электрификации железных дорог и перспективы даль-

нейшего ее развития в России. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума Eltrans'2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.46-56.

- [4] Зеефельнер Е.Е. Электрическая тяга. Теория и применение электрической тяги на железных дорогах. – М.: НКПС – Транспечать, 1926. – 750 с.
- [5] Калинин В.К. Электровозы и электропоезда. М.: Транспорт, 1991. – 480 с.
- [6] Скобелев В.Е. Двигатели пульсирующего тока. Л.: Энергия, 1968. – 231 с.
- [7] Курбасов А.С. Повышение работоспособности тяговых электродвигателей. М.: Транспорт, 1977. 223 с.
- [8] Мамошин Р.Р. Повышение качества энергии на тяговых подстанциях дорог переменного тока. – М.: Транспорт, 1973. – 224 с.
- [9] Высокоскоростное пассажирское движение (на железных дорогах). Под ред. Н.В. Колодяжного. – М.: Транспорт, 1976. – 416 с.
- [10] Киселев И.П. Развитие высокоскоростного подвижного состава. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума Eltrans'2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.190-199.
- [11] Новые силовые полупроводниковые приборы для тягового электроснабжения. / Железные дороги мира, №1, 2000. – С.46-51.
- [12] Пронтарский А.Ф. Системы и устройства электроснабжения. – М.: Транспорт, 1979. – 261 с.
- [13] Марквардт К.Г. Электроснабжение электрифицированных железных дорог. – М.: Транспорт, 1982. – 528 с.
- [14] Бурков А.Т. Выбор тока и уровня напряжения электрического транспорта новых поколений. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.37-40.
- [15] Василянский А.М., Мамошин Р.Р. Симметрирование тяговых нагрузок на железных дорогах, электрифицированных по системе переменного тока. // Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans'2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.156-162.
- [16] Котельников А.В., Нестрахов А.С. Железнодорожный транспорт России в 2000...2030 г.г. (научная концепция). / Вестник ВНИИЖТа, №5, 2000. С.3-15.
- [17] Двенадцатипульсовые полупроводниковые выпрямители тяговых подстанций. Под ред. докт. тех. наук М.Т. Шалимова. – М.: Транспорт, 1990. – 127 с.
- [18] Новый электроподвижной состав магистральных и горных железных дорог. Под ред. докт.тех. наук В.Г. Щербакова. – Новочеркасск, издательство НГТУ, 1996. – 210 с.
- [19] Аржанников Б.А. Совершенствование системы электроснабжения постоянного тока 3,0 кВ. / Тезисы докладов Международного симпозиума Eltrans'2001. – Санкт-Петербург, издательство ПГУПС, 2001. – С.45-46.
- [20] Бочев А.С. Электротяговая сеть с ЭУП и перспективы ее применения. / Тезисы докладов Международного симпозиума Eltrans'2001. – Санкт-Петербург, издательство ПГУПС, 2001. – С.101.
- [21] Бочев А.С., Фигурнов Е.П. Электротяговая сеть с экранированным проводом в современных условиях. / Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспекти-

вы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.171-175.

- [22] Русак А.Д. Современный электроподвижной состав железных дорог России и проблемы его развития. / Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.176-181.
- [23] Феоктистов В.П. Концепция грузовых и грузопассажирских электровозов нового поколения. / Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.200-202.
- [24] Сорин Л.Н., Носков А.А. Пассажирские электровозы России. / Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.203-210.
- [25] Чумак В.В., Браташ В.А. Перспективы развития электровозостроения в Украине. / Транспорт: Збірник наукових праць. – Вип. 11. – Дніпропетровськ, 2002. – С.3-6.
- [26] Курбасов А.С. Система электрической тяги XXI века. / Железные дороги мира, №4, 1999. – С.19-20.
- [27] Курбасов А.С. Эффективность системы электрической тяги постоянного тока 6 кВ. / Железнодорожный транспорт, №11, 2002. – С.32-34.
- [28] Омельяненко В.И., Панасенко Н.В., Панасенко Н.Н. Пути совершенствования системы электрической тяги постоянного тока. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.39-41.
- [29] Марикин А.Н. Проблемы развития перспективных систем электроснабжения тяги поездов. / Тезисы докладов Международного симпозиума Eltrans'2001. – Санкт-Петербург, издательство ПГУПС, 2001. – С.57-58.
- [30] Жемчугов В.Г. Преобразовательный модуль 24/3 кВ для системы тягового электроснабжения и ЭПС. / Тезисы докладов Международного симпозиума Eltrans'2001. – Санкт-Петербург, издательство ПГУПС, 2001. – С.72-73.
- [31] Марикин А.Н. Схемотехника современных тяговых подстанций постоянного тока и перспективные системы электроснабжения. / Электрификация и развитие железнодорожного транспорта в России. Традиции, современность, перспективы: Материалы международного симпозиума eltrans 2001, 23-26 октября 2001 г., ПГУПС. – Санкт-Петербург, 2002. – С.147-155.
- [32] Панасенко М.В. Проблеми розвитку швидкісного руху в Україні. / Збірник наук. праць ХарДАЗТ «Напівпровідникові та мікропроцесорні пристрої в електроенергетичних системах транспорту», Харків, Видавництво ХарДАЗТ, 200. – С.3-5.
- [33] Гетьман Г.К. Наукові основи визначення раціонального ряду потужностей вантажних електровозів для залізниць України. // Автореферат дис. на здобуття наук. ст. докт. тех. наук. – Дніпропетровськ, 2001. – 36 с.
- [34] Браташ В.А Состояние и перспективы развития электровозостроения в Украине. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.27-28.

- [35] Носков А.Л. НЭВЗ и современный рынок железнодорожного электроподвижного состава. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.8-10.
- [36] Сорин Л.Н. Программа работ ВЭлНИИ по созданию перспективных электровозов. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожно-го состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). Новочеркасск, 2003. С.10-13.
  [37] Покровский С., Гай Ш., Штер М. Состояние и пер-
- [37] Покровский С., Гай Ш., Штер М. Состояние и перспективы проекта ЭП10. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.20-23.
- [38] Тхабисимов Б. Разработка и внедрение современных типов подвижного состава. / Тезисы докладов IV Международной научно-технической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.24.
- [39] Балашвили Д.Н., Манджавидзе Н.Г., Натенадзе Т.В. Состояние и перспективы развития электровозостроения на Тбилисском АО «Электровозостроитель». / Тезисы докладов IV Международной научнотехнической конференции «Состояние и перспективы развития железнодорожного состава» (г. Новочеркасск, 17-19 июня 2003 г.). – Новочеркасск, 2003. – С.28-30.
- [40] Головченко В.А. О некоторых особенностях схем и конструкций перспективных магистральных электровозов. / Известия ВУЗов. Электромеханика, №3, 2000. – С.4-12.
- [41] Сорин Л.Н. Перспективные электровозы. / Электровозостроение: Сб. научн. трудов ОАО «ВЭлНИИ». – Новочеркасск, 2001. – С.3-14.
- [42] Электроподвижной состав с асинхронными тяговыми двигателями. Под ред. д.т.н., проф. Ротанова Н.А. М.: Транспорт, 1991. 336 с.
- [43] Медель В.Б. Подвижной состав электрических железных дорог. М.: Транспорт, 1974. 232 с.
- [44] Vincent T.L., Grantham W.J. Optimality in parametric system. – Wiley, N.Y., 1981. – 450 p.
- [45] Zeleny M. Multiple criteria decision making. Me Craw-Hill, N.Y., 1982. – 540 p.

Поступила 18.09.2003

УДК 621.313

### СТРУКТУРА УЧЕБНИКОВ ПО ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ И АППАРАТАМ<sup>\*</sup>

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

В процесі виконання НДР щодо створення асинхронних двигунів з поліпшеними пусковими, регулювальними і динамічними властивостями отримано ряд нових відомостей, факторів і закономірностей. Розрізнені публікації автори пропонують внести в нові підручники. Наведено склад, структура і короткий зміст таких підручників.

В процессе выполнения НИР по созданию асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми, регулировочными и динамическими свойствами получен ряд новых сведений, факторов и закономерностей. Разрозненные публикации авторы предлагают включить в новые учебники. Приводится состав, структура и краткое описание содержания таких учебников.

#### ПРЕДВАРИТЕЛЬНЫЕ ЗАМЕЧАНИЯ

Настоящая статья базируется на результатах исследований, выполненных в отделе электромеханических систем ИЭД НАН Украины в соответствии с государственными планами НИР по естественным и научно-техническим темам. В процессе разработки асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми, регулировочными и динамическими свойствами и исследовании их при переменной частоте вращения и изменении значений питающего напряжения установлен ряд новых сведений, факторов и закономерностей, относящихся к теории электромагнитных и механических процессов [1-3]. Частично эти результаты опубликованы в различных научно-технических изданиях [4-9]. Назрела необходимость в объединении их и последующем издании в виде новых учебников по электрическим машинам и аппаратам.

Целью статьи является информирование и последующее обсуждение с инженерами и учеными данной специальности структуры новых учебников, рационального распределения в них обширного материала по основам теории, исследованию и проектированию различных электромагнитных и электромеханических преобразователей энергии.

#### СОСТОЯНИЕ ПРОБЛЕМЫ

В настоящее время мы пользуемся общепризнанными учебниками по электрическим машинам известных ученых: Костенко М.П., Пиотровского Л.М. (1958 и 1965 годов издания), Петрова Г.И. (1974 г.), Вольдека А.И. (1974 г.), Иванова-Смоленского А.В. (1980 г.) и др. Изложение некоторых вопросов в этих учебниках недостаточно логично и полно. Поэтому нередко приходится пользоваться книгами Шенфера К.И. (1938 г.), Рихтера Р, (1935 г.) и т.д.

Отметим следующие характерные особенности

существующих учебников и современного состояния проблемы.

1. Их достаточно много и это хорошо. Можно не только оценить взгляды отдельных авторов на освещение тех или иных вопросов теории, но и сравнить их, расширить свой кругозор, научиться рассматривать одни и те же задачи с различных точек зрения и дискутировать по ним.

2. Если есть разные мнения по некоторым вопросам и ведется дискуссия по ним, то это означает, что не все задачи теории решены и ученые не пришли еще к единому мнению. Значит идет процесс развития и совершенствования.

3. Существующие учебники построены на общепринятых в начальный период развития допущениях и положениях, которые застарели и могут быть сняты или уменьшена их категоричность. Однако сложились так обстоятельства, что эта область знаний до сих пор является одной из наиболее консервативных. Любые новшества некоторыми лицами встречаются не только недоверием и отрицанием, а и постоянным сопротивлением (задержкой публикаций, защит диссертаций и другими несолидными действиями).

4. Освещенные в учебниках вопросы теории приемлемы для статических, в большинстве случаев номинальных, режимов работы. Исследование процессов в динамических режимах работы (например, асинхронных машин) рассматривается в множестве статей и монографий, но они не доведены до необходимой точности и общепринятых применений по известным причинам. Более 50% устройств работают в динамических режимах с постоянными переходными электромагнитными и механическими процессами.

5. Занимаясь разработкой и исследованием асинхронных двигателей с улучшенными пусковыми, регулировочными и динамическими свойствами, уста-

В.Г. Данько, Б.В. Клименко

<sup>&</sup>lt;sup>\*</sup> Члени редакційної колегії, що ознайомилися зі змістом даної статті, багато в чому не згодні з її основними положеннями. Проте, ми не вважаємо за доцільне перешкоджати авторам в прагненні донести своє бачення проблеми до читачів журналу – фахівців з електричних машин і апаратів, які зможуть скласти власну думку про ідеї, сформульовані в даній роботі.

Стаття публікується в авторській редакції без будь-якої правки.

новлено ряд новых факторов, особенностей, положений и закономерностей. Они требуют освещения в новых учебниках.

6. В Украине существует множество заводов, изготавливающих различные аппараты, трансформаторы, электрические машины различной мощности и назначения, а также сеть научно-исследовательских учреждений и университетов с высоким уровнем научно-педагогических кадров, способных создать учебники передового уровня.

7. Настолько широкий спектр применения, конструктивных и схемных решений, особенностей и режимов работы, физического и математического описания процессов, решаемых задач (разработки теории, проектирования, технологии и т.д.), относящихся к классу электрических машин и аппаратов, что осветить их в одном учебнике практически невозможно. Поэтому в первую очередь нужно обсудить структуру новых учебников.

#### СОСТАВ И СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УЧЕБНИКОВ

Электрические машины и аппараты (ЭМиА), другие электротехнические и электромеханические преобразователи энергии, относящиеся к данному классу устройств, можно объединить в одну группу и назвать ее "электромагнитные преобразователи энергии" (ЭМПЭ). Почти 100% всей электрической энергии вырабатывается электромеханическими преобразователями (генераторами) и около 75% ее преобразуется в механическую с помощью электромеханических аппаратов и двигателей. Поэтому некоторые "кафедры электрических машин" в высших учебных заведениях переименовывают на кафедры "электромеханики". Такое изменение названия нецелесообразно, поскольку не соответствует действительности. Ведь трансформаторы, как минимум дважды преобразовывают всю электрическую энергию, а электрические аппараты и устройства, построенные на полупроводниковых приборах, нельзя отнести к электромеханическим преобразователям и они не исключаются из изучения на этих кафедрах.

Примерный состав учебников в виде структурной схемы показан на рисунке и характеризуется следующими составляющими:

 – электрические аппараты традиционных и новых конструкционных и схемных исполнений, а также простые ЭМПЭ (например, индукционные реостаты);

- трансформаторы;
- АМ асинхронные машины;
- СМ синхронные машины;
- МПТ машины постоянного тока;
- микромашины;
- специальные электрические машины;
- сложные системы ЭМПЭ.

#### ОБЩИЙ УЧЕБНИК

По традиции в общих учебниках по электрическим машинам рассматривались вопросы теории наиболее распространенных ЭМПЭ: трансформаторов, машин постоянного и переменного токов (АМ и СМ). Если использовать принцип "от простого к сложному", то считаем целесообразным объединить первые пять разделов перечня (первого уровня структурной схемы на рисунке) и разместить их содержание в общем учебнике. В первом разделе необходимо рассмотреть также простые ЭМПЭ с движением "в малом".

Каждый элемент первого уровня включает все элементы второго уровня (см. рисунок). Сосредоточить их в общем и последующих учебниках не представляется возможным. Очевидно, что в каждом из учебников необходимо сосредоточить одновременно теорию электромагнитных и механических процессов (обведено на рисунке первой штриховой линией). При достижении адекватности математических моделей, описывающих электромагнитные и механические процессы, необходимо объединить их с моделями, описывающими тепловые процессы (на рисунке показано второй штриховой линией).

В общем учебнике могут быть рассмотрены наиболее существенные и самые общие вопросы расчета электромагнитных параметров, характеристик и проектирования ЭМПЭ. Поэтому нельзя будет добиться полного отсутствия повторяемости изложения некоторых вопросов в учебниках первого и второго уровней.

Вместе с тем общий учебник или его отдельные части должен по возможности гарантировать точность (адекватность) описания физических, математических, схемных и графических моделей, чтобы на них можно было бы ссылаться в специализированных учебниках и в учебниках второго уровня.

Возможно в последующем общий учебник целесообразно будет разделить на соответствующие схеме пять отдельных частей с добавлением элементов моделирования установившихся и переходных процессов в статических и динамических режимах работы как при питании от сети, так и от тиристорных преобразователей.

#### УЧЕБНИКИ ПО МИКРО- И СПЕЦИАЛЬНЫМ ЭЛЕКТРИЧЕСКИМ МАШИНАМ

Микромашины – это класс электрических машин малой мощности (от нескольких единиц до сотен ватт) постоянного и переменного тока, используемых в качестве управляющих и исполнительных элементов в системах автоматики в промышленности и в быту. Ориентиром в этой области можно выбрать учебник Ермолина Н.П. Электрические машины малой мощности (1967 г.).

К специальным электрическим машинам относятся те из них, которые предназначены для работы в особых условиях и режимах (например, электрические машины для тракторов, комбайнов, автомобилей, авиации, транспорта (тяговые) и т.д.). Характерным для них, кроме общих теоретических положений, является необходимость обеспечения совместной работоспособности электрической машины и механизмов специализированных назначений (например, такие как в книге Комисара М.И. Электрические машины гироскопических систем (1963 г.)).

#### СЛОЖНЫЕ СИСТЕМЫ ЭМПЭ

К этой группе относятся ЭМПЭ, включающие в себя, в первую очередь, электрическую машину и систему управления, а также различные системы электроприводов (например, тот же тяговый электро-

привод переменного тока, системы электроприводов с тиристорными схемами управления, системы Г-Д постоянного и переменного тока, системы совмещенных двигатель-механизмов, многодвигательные системы электроприводов с заданным распределением мощностей между двигателями, каскадные системы и т.д.).

Здесь возникает необходимость в будущем описывать систему не "квадратиками" с передаточными функциями, а системой дифференциальных уравнений, записанных в реальных фазовых координатах с возможностью достаточно подробного моделирования всех физических процессов. Такая возможность появляется в связи с быстрым развитием средств вычислительной техники и методов решения систем дифференциальных уравнений с нелинейными и периодическими коэффициентами.



Рис. Структурная схема учебников по электрическим машинам и аппаратам

#### УЧЕБНИКИ ВТОРОГО УРОВНЯ

Ко второму уровню учебников относятся такие. которые рассматривают вопросы, характерные как для общего (или отдельных его частей), так и для отдельных специализированных учебников. Некоторые из них характеризуются как общностью для всех остальных, так и самостоятельным значением. К таким, в первую очередь, относится учебник по конструкционным, электротехническим и изоляционным материалам. Наверное нет необходимости в описании применяемых материалов в каждом из учебников. Издание отдельного учебника по материалам, применяемым в электромашиностроении и электротехнике тем более целесообразно и рационально, поскольку постоянно появляются новые материалы с улучшенными свойствами. Поэтому легче и чаще можно переиздать один учебник, чем несколько с уточненными данными.

Для крупных электрических машин (например, мощных асинхронных и синхронных двигателей и генераторов) представляется целесообразным издание отдельного учебника по конструкционным исполнениям и технологии изготовления. Если же конструкционные исполнения характерны только для традиционных исполнений электрических машин и они не значительны по объему (например, конструкционные исполнения роторов асинхронных двигателей), то целесообразно рассмотреть их в учебнике по проектированию (см. ниже). Аналогичные мотивы можно высказать относительно учебника по обмоткам. В нем необходимо рассмотреть обширный класс конструкционных исполнений обмоток – "технического сердца" ЭМПЭ, начиная от простых катушек тороидальной формы для электрических аппаратов, продолжая схемами обмоток для электрических машин, включая схемы совмещенных полюсопереключаемых обмоток, и заканчивая конструкциями обмоток для мощных трансформаторов и генераторов с различными видами охлаждения. В этом учебнике необходимо рассмотреть вопросы размещения обмоток в пазах, их изоляцию для низкого и высокого напряжения.

Вместе с тем в общем учебнике всегда предусматриваются главы по обмоткам. В этом случае в них рассматриваются основные принципы формирования ЭДС и МДС необходимой формы и частоты, а также создания вращающегося (движущегося) магнитного поля.

В основу учебника по обмоткам могут быть положены книги Зимина В.И. и др. Обмотки электрических машин (1976 г.) и Жерве Г.К. Обмотки электрических машин (1989 г.).

#### УЧЕБНИК ПО ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫМ ПАРАМЕТРАМ

Электромагнитные параметры входят в качестве коэффициентов в уравнения электромагнитного рав-

новесия как в комплексной, так и в дифференциальной формах записи. Без достаточно точного определения этих параметров нельзя добиться приемлемых результатов расчетов характеристик, проектирования и исследования процессов как в простых, так и в сложных ЭМПЭ. Это одна из наиболее сложных и недостаточно изученных задач электротехники. Ей меньше всего уделяется внимания. Это приводило к тому, что многие авторы, разочаровавшись в точности результатов моделирования процессов, отходили от классической теории и предлагали "новые" теории, как правило, не дающие приемлемых результатов.

Считаем, что нами проделана большая работа в этом направлении развития электротехники. Отметим только некоторые наиболее существенные из полученных результатов:

 установлено, что индуктивное сопротивление взаимоиндукции (намагничивающей ветви схем замещения асинхронных двигателей) уменьшается с увеличением скольжения, а ток намагничивания возрастает [1, 4, 10];

– экспериментальная проверка закона Ома в дифференциальной форме записи  $J = E/\rho$  для контуров с переменным током дает основание утверждать, что удельное электрическое сопротивление есть величина комплексная, то есть  $E/J = \rho_z = \rho_r + j\rho_x$ ;

 кроме того, удельное активное сопротивление на переменном токе для ферромагнетиков является изменяющейся величиной и определяется по формуле

$$\rho_{rFe} = BHf/J^2 \quad [11];$$

индуктивность контура с переменным электрическим током при внесении в его электромагнитное поле другого закороченного контура или ферромагнитного сердечника не уменьшается, как предполагалось раньше, а увеличивается [12];

– глубина проникновения электромагнитной волны в ферромагнетики при частоте 50 Гц (например, в массивный ферромагнитный ротор асинхронного двигателя при коротком замыкании) достигает 30-40 мм [13]; ранее предполагалось, что эта глубина составляет порядка 2 мм;

 – разработан новый подход к определению активного сопротивления массивных замкнутых проводников (например, короткозамкнутого кольца обмотки ротора, экранов индукционных реостатов и других аналогичных устройств) [14, 15];

– установлено, что отношение (коэффициент индуктивности) между индуктивной и активной составляющими полного сопротивления массивных ферромагнитных частей устройств (например, того же массивного ферромагнитного ротора) зависит от электромагнитных нагрузок и достигает значений  $k_{Fe} \cong 1,4$  при  $\mu = \max$ ; при увеличении напряжения  $k_{Fe}$  снижается до 0,58-0,68, а затем снова возрастает до 0,8-0,9 [16];

 – снято допущение о неучете процессов в шихтованных пакетах стали ЭМПЭ; любая катушка (обмотка) без ферромагнитного сердечника сгорает, а с сердечником работает в номинальном режиме длительное время;  – разработана новая интерпретация задания фаз для короткозамкнутых обмоток, массивных ферромагнитных роторов и его модификаций [17];

– по-новому трактуется процесс насыщения участков магнитной цепи из ферромагнетиков, который зависит не от величины токов в обмотках и МДС, а от величины подводимого напряжения, магнитного потока и, следовательно, от магнитной индукции (плотности магнитного потока);

 предложены способы определения электромагнитных параметров, разработаны методики расчета характеристик и проектирования, решен ряд других принципиальных задач, в том числе методологических.

Перечисленные и другие положения настолько важны для практики (проектирования и моделирования процессов в ЭМПЭ), что не вызывают сомнения в необходимости написания отдельного учебника по электромагнитным параметрам. Объем такого учебника может быть достаточно большим, что не позволяет его поместить в общий учебник или в учебники по проектированию. В нем предполагается разместить расчетные методы и экспериментальные способы определения электромагнитных параметров как простых устройств (например, простой катушки с ферромагнитным сердечником), так и сложных (например, асинхронных машин с массивным ферромагнитным ротором и короткозамкнутой обмоткой, с экранами на статоре и роторе, нажимными плитами на торцах пакетов и др.).

Кроме перечисленного, отдельный учебник по электромагнитным параметрам (расчетному и экспериментальному определению их значений в зависимости от различных факторов) послужил бы не только основным пособием для расчетов и проектирования других типов ЭМПЭ, но и являлся бы необходимой предварительной информацией для исследования процессов в статических и динамических режимах их работы.

#### УЧЕБНИК(И) ПО ПРОЕКТИРОВАНИЮ

В современных книгах (и учебниках) приведены методики проектирования электрических машин постоянного и переменного тока. Методики проектирования трансформаторов и аппаратов в них не приводятся. Вместе с тем, изданы отдельными книгами методики проектирования трансформаторов (Тихомиров П.М. Расчет трансформаторов (1976 г.)), машин постоянного тока (Рабинович И.В., Шубов И.Г. Проектирование электрических машин постоянного тока (1967 г.)), асинхронных машин (Лопухина Е.М., Семенчуков Г.А. Проектирование асинхронных микродвигателей с применением ЭВМ (1980 г.)) и других ЭМПЭ (Балагуров В.А. Проектирование специальных электрических машин переменного тока (1982 г.)). Поскольку практика издания книг по отдельным электрическим машинам уже имеется, то целесообразным следует считать ее продолжить и создать серию учебников по проектированию основных типов электрических машин и аппаратов. Вместе с этим они должны быть расширены в смысле возможности их применения для различных модификаций данного класса машин. Этот путь подтверждается необходимостью использования новых учебников для практической доработки отраслевых методик проектирования тех или иных ЭМПЭ. Проектировщикам конструкторских отделов, специализирующихся по отдельным видам продукции, нет необходимости в приобретении и использовании толстых книг с методиками проектирования всех электрических машин и аппаратов. Им лучше иметь специализированную методику для проектирования данного типа ЭМПЭ, которая позволяла бы создавать образцы и серии оборудования с оптимальными технико-экономическими показателями.

Книги по проектированию ЭМПЭ должны включать в себя расчеты тепловых процессов и вентиляции, а также расчеты технико-экономических показателей и, возможно, надежности. Кроме того, они должны сопровождаться дискетами с комплексом программ как для использования и выполнения исследований студентами, так и рассчетчиками в конструкторских бюро заводов.

#### УЧЕБНИК ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ ИССЛЕДОВАНИЯМ

Экспериментальные исследования при правильной их постановке с учетом точности применяемых приборов дают реальные результаты, максимально приближающиеся к истинным данным. На эти данные ориентируются все математические модели и методики. Только адекватные модели позволяют в процессе проектирования устройств выбирать правильные решения и создавать образцы с оптимальными техникоэкономическими показателями.

В учебник по экспериментальным исследованиям в первую очередь необходимо включать схемы и методологию проведения экспериментов, включая обязательные, которые предусматриваются ГОСТами и международными нормами и требованиями.

Очевидно, что в этом учебнике должны быть проанализированы предложенные ранее способы определения вращающих моментов и электромагнитных параметров.

В основу такого учебника может быть положена книга Жерве Г.К. Промышленные испытания электрических машин (1968 г.), а также описаны автоматизированные системы экспериментальных исследований с добавлением новых способов проведения экспериментов и обработки результатов на ПЭВМ.

#### ШУМЫ, ВИБРАЦИИ, НАДЕЖНОСТЬ

Шумы и вибрации в ЭМПЭ, обусловленные электромагнитными и механическими процессами, конструкционными исполнениями, уровнем электромагнитных нагрузок, значением воздушного зазора, износом и другими взаимовлияющими факторами, являются результатом чрезвычайно сложных процессов и поэтому освещены только в научных монографиях (например, в книге Шубова И.Г. Шум и вибрация электрических машин (1986 г.)) и не доведены до уровня учебников.

С вибрациями и износом связана надежность ЭМПЭ. Надежность вообще – это отдельная область науки и знаний, освещенная в нескольких томах. При достаточном уровне знаний и доведении методики определения надежности электротехнических устройств до приемлемых объемов, она может быть включена в учебники по проектированию.

#### ВОЗМОЖНЫЕ ПУТИ РЕШЕНИЯ ПРОБЛЕМЫ

Вся электроэнергия вырабатывается, преобразуется и используется в основном с помощью электрических машин и аппаратов. Электротехника – это одна из наиболее развитых сторон человеческой деятельности. Кроме того, она является сейчас одним из важнейших условий обеспечения жизнедеятельности людей. Поэтому дальнейшее развитие, совершенствование, расширение функциональных возможностей, повышение технико-экономических показателей и надежности электрических машин являются основными направлениями деятельности инженеров и ученых. Эти направления исследований указывают главные пути к неисчерпаемым источникам энергосбережения.

В статье 8 Закона Украины "О приоритетных направлениях инновационной деятельности в Украине" Верховный Совет Украины определил следующие приоритетные направления деятельности общегосударственного уровня:

1. ...; новые ресурсосберегающие технологии; ...; энергоэффективные двигатели и электроприводы для базовых отраслей экономики; ...; модернизация электрических станций и сетей; ...

2. Машиностроение и приборостроение как основы высокотехнологического обновления всех отраслей производства; ...

В соответствии с отмеченным и перед нами ставятся весьма важные задачи решения глобальной проблемы. Одной из таких задач является подготовка специалистов соответствующего уровня. Нам (ученым) необходимо приступить к созданию новых учебников с учетом современных достижений науки и техники не только электротехнического направления, а и математики, а также все возрастающих возможностей высокопроизводительной вычислительной техники.

Наверное нет необходимости в переиздании существующих учебников. Во-первых, они устарели по годам издания, для чего в скобках специально указывался год издания перечисленных названий. Вовторых, они требуют тщательной ревизии помещенного в них материала.

Так, например, нет необходимости, помещать в новые учебники круговые диаграммы, Г-образные и другие надуманные схемы замещения, предложенные ранее и новые системы координат для преобразования дифференциальных уравнений и освобождения их от периодических коэффициентов и много другого материала, не соответствующего реальным физическим процессам и теперешним взглядам на состояние проблемы повышения квалификации и подготовки молодых кадров.

## ОСНОВНЫЕ ТРЕБОВАНИЯ К СОВРЕМЕННЫМ УЧЕБНИКАМ

В первую очередь нужно обратить внимание на эстетическое оформление учебников как внешнего вида, так и внутреннего изложения содержания, а также на психологический аспект читателя. Монотонное изложение текстового материала большими абзацами с длинными строками сразу вызывает отталкивающий эффект и быстро утомляет читателя. Естественным выглядело описание содержания формул в столбик (после слова "где"). Все было наглядно и понятно для студента. В целях экономии бумаги некоторые издательства требуют описание формул помещать в строку или в один абзац. При большом числе обозначений поиск одного из них вызывает раздражение и, следовательно, снижает концентрацию внимания.

Учебники должны быть максимально приближенными к конспекту, состоять из кратких параграфов по принципу – "конкретный вопрос – исчерпывающий правильный ответ", сопровождаться достаточным иллюстрационным материалом, логическим по изложению – от простого к сложному, методологически правильно построенным содержанием.

#### СОВРЕМЕННОЕ СОСТОЯНИЕ

В настоящее время мы работаем и накапливаем материал (около 40%) для трех учебников:

1. "Электрические машины и аппараты" – общий учебник по электрическим машинам для студентов электротехнических факультетов высших учебных заведений и специалистов электротехнической промышленности.

2. "Электромагнитные параметры".

3. "Проектирование асинхронных двигателей (машин)".

#### ПЛАНЫ НА ПЕРСПЕКТИВУ

Настоящая статья служит призывом к специалистам осознать и заразиться желанием принять самое непосредственное и активное участие в решении поднятой проблемы. По возможностям и силам нам эту проблему удалось бы успешно решить. Но одного энтузиазма нескольких человек недостаточно. Нужно решить в первую очередь два взаимосвязанных вопроса.

Первый из них – создать группу (коллектив) участников, каждый из которых взял бы на себя и выполнил определенный объем работы.

Второй, без которого не решается первый, - найти спонсора. Практика последних лет показывает, что надеяться на помощь Государства – это пустая трата времени. Найти одного спонсора вряд ли удастся. Может совместно обратиться к руководителям многочисленных предприятий электротехнической промышленности и к министру Министерства топлива и энергетики с просьбой оказания финансовой помощи? Малочисленная группа сотрудников в Минпромполитики, курирующая электротехническую промышленность, не в состоянии решать эти задачи.

#### ЛИТЕРАТУРА

- [1] Вербовой П.Ф. Асинхронные двигатели для параметрического регулирования частоты вращения и интенсивных динамических режимов работы: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. - Киев, 1989. - 40 с.
- [2] С'янов О.М. Характеристики і електромагнітні параметри асинхронних двигунів з масивними феромагнітними елементами: Автореф. дис. ... д-ра техн. наук. - Київ, 2000. - 27 с.

- [3] Вербовий А.П. Удосконалення методик визначення електромагнітних параметрів і теорії електромагнітних процесів в індукційних реостатах : Автореф. дис. канд. техн. наук. - Харків, 2001. - 19 с.
- [4] Вейц В.Л., Вербовой П.Ф., Кочура А.Е., Куценко Б.И. Динамика управляемого электромеханического привода с асинхронными двигателями . - Киев: Наук. думка, 1988. - 272 с.
- [5] Вейц В.Л., Вербовой П.Ф., Съянов А.М. и др. Синтез электромеханических приводов с цифровым управлением. - Киев: Наук.думка, 1991. - 232 с.
- [6] Вербовой П.Ф., Заболотный А.П., Съянов А.М. Асинхронные двигатели для тиристорного электропривода. -Киев: Наук. думка, 1994. - 244 с.
- [7] Вербовой А., Вербовой П., Съянов А. Развитие теории асинхронных двигателей // Праці наук.-техн. конф. "Електромеханіка. Теорія і практика", Львів - Славськ, 25-28 вересня 1996 р. - Львів, Видавництво Державного університету "Львівська політехніка", 1996. - С. 20-22.
- [8] Вербовой П.Ф. Проблемы создания адекватных математических моделей для исследования процессов в асинхронных двигателях с нелинейными электромагнитными параметрами // Регулируемые асинхронные двигатели: Сб. науч. тр. - Киев: ИЭД НАН Украины, 1997. - С. 3-18.
- [9] Вербовой П.Ф. Развитие классического метода исследования электрических машин // Регулируемые асинхронные двигатели'98: Сб. науч. тр. - Киев: ИЭД НАН Украины, 1998. - С. 3-19.
- [10] Вербовой П.Ф. Экспериментальное определение параметров асинхронных короткозамкнутых двигателей // Техн. электродинамика. - 1983. - № 1. - С. 79-85.
- [11] 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.
- [12] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Изменение (увеличение) индуктивности электрического контура с током при внесении в его электромагнитное поле другого закороченного контура или ферромагнитного сердечника // Техн. електродинаміка. Тематичний випуск. – 2003. – С. 100-104.
- [13] 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.
- [14] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Расчет величины активного сопротивления массивного проводника при разбиении его на параллельные ветви // Техн. электродинамика. 1998. № 5. С. 51-53.
- [15] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Способы определения активного сопротивления массивных проводников // Праці ІЕД НАНУ. Електроенергетика: Зб. наук. пр. -Київ: ІЕД НАН України, 1999. - С. 133-140.
- [16] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Определение коэффициента отношения индуктивных и активных параметров эквивалентных обмоток ферромагнитных сердечников, пакетов и экранов // Техн. электродинамика. - 1998. -№4. - С. 71-73.
- [17] Вербовой А.П., Вербовой П.Ф. Геометрическая интерпретация фаз эквивалентных обмоток массивного ферромагнитного ротора и его модификаций // Электротехника и электроэнергетика. – 2002. - № 2. – С. 68-72.

Поступила 27.07.2003

### ТИТКО ОЛЕКСІЙ ІВАНОВИЧ

(до 60-річчя з дня народження)

Виповнилося 60 років Олексію Івановичу Титко, доктору технічних наук, професору, завідуючому відділом моделювання машин змінного струму Інституту електродинаміки Національної академії наук України.

Олексій Іванович народився 6 жовтня 1943 року. Все його свідоме життя пов'язане з Інститутом електродинаміки НАН України, де він почав працювати в 1965 році, після закінчення механікоматематичного факультету Київського державного університету ім. Т.Г. Шевченко, пройшовши шлях від інженера до доктора технічних наук (1988 р.), професора (1994 р.), завідувача одного з провідних відділів інституту.

О.І. Титко - видатний вчений в галузі енергетичного електромашинобудування та енергетики, є представником та продовжувачем наукової школи І.М. Постнікова і Г.Г. Счастливого, він створив новий науковий напрямок з

моделювання систем моніторингу енергетичного обладнання та систем ефективного генерування енергії на електростанціях.

О.І. Титко розвинув науковий напрямок комплексного моделювання електромагнітних, теплових та механічних процесів в електричних машинах змінного струму з використанням методів математичного і фізичного моделювання та постановки і проведення натурного експерименту. Розроблені ним нові чисельно-аналітичні методи розрахунку вихрових струмів, втрат, інших електромагнітних характеристик в багатозв'язаних областях, якими моделюються деталі потужних енергетичних електромашин. На цій основі створена теорія і ефективні способи електромагнітного екранування незамкнутими структурами в електричних машинах. Досягнуті результати в області моделювання фізичних процесів являються основою створення системи автоматизованого проектування таких складних енергетичних об'єктів, як потужні турбогенератори, зокрема іх нестандартних кінцевих зон.

Наукові розробки О.І. Титко зробили вагомий внесок у забезпечення експлуатаційної надійності енергетичних машин. Отримані ним наукові результати дозволили виявити нові чутливі і ефективні діагностичні ознаки технічного стану основних вузлів енергетичних машин та розробити нові способи діагностики та прогнозу.

Розроблені професором Титко О.І. наукові основи створення систем експлуатаційного моніторингу енергетичного обладнання (автоматизованого контролю, діагностики, прогнозу) на основі експертних систем та імітаційного моделювання процесів експлуатації і техобслуговування енергетичних об'єктів. В основу системи діагностики і прогнозу закладаються знання експертів-енергетиків, результати моделювання процесів в енергетичних об'єктах, моделі аналізу «історії життя» об'єкту, що контролюється. Створені по відкритому принципу програмно-технічні комплекси та макетні зразки таких систем моніторингу енергетичних електромашин, в т. ч. з метою розширення до систем моніторингу всього енергоблоку.



Розроблені математичні моделі визначення оптимальної стратегії техобслуговування і модернізації енергетичного обладнання на основі методів динамічного програмування. Моделі прогнозу технічних і економічних процесів базуються як на традиційному

експоненціальному законі, так і на експертних системах, в т.ч. системах діагностики і прогнозу технічного стану електрообладнання.

Монографії О.І. Титко, які відображають результати його особистих досліджень і колективу, який він очолює, є одними із перших, що узагальнюють дослідження в галузі моделювання електромагнітних і теплових процесів в енергетичних електромашинах.

За цикл робіт, в основу яких покладена монографія, написана в співавторстві з академіком Г.Г. Счастливим, «Математичне і фізичне моделювання

електромагнітних полів в електричних машинах змінного струму», в 1979 році О.І. Титко, Г.Г. Счастливому і В.Г. Данько присвоєна премія НАН України ім. І.Ф. Проскури в галузі енергетики.

О.І. Титко постійно підтримує творчі зв'язки з підприємствами і організаціями електротехнічної та енергетичної галузей: ВО «Електроважмаш», Міненерго, Київенерго. Робота над вирішенням науковотехнічних проблем забезпечила вагомі практичні результати. Комплексне впровадження завершених розробок, яке здійснено колективами відділів Інституту електродинаміки НАН України і ВО «Електроважмаш» в співробітництві з експлуатаційниками, дозволило успішно розв'язати багато важливих для нашої країни задач підвищення надійності і навантажувальної здатності турбогенераторів потужності 200, 300 і 500 МВт. Ці роботи відзначені в 1990 році Державною премією України в галузі науки і техніки, лауреатом якої став і О.І. Титко.

Результати наукової діяльності О.І. Титко викладені в 150 публікаціях, серед яких 3 монографії, 33 авторських свідоцтва на винаходи та патенти.

О.І. Титко проводить вагому науково-організаційну роботу. Три терміни поспіль він був членом Експертної ради ВАКу України з електротехніки та енергетики, є вченим секретарем спеціалізованої ради з захисту докторських дисертацій Д.26.187.03, членом ради Д.26.187.02, є співкерівником секції і семінару Наукової ради НАН України з комплексних проблем «Наукові основи електроенергетики».

О.І. Титко приймає активну участь у підготовці студентів в Національному технічному університеті України «КПІ», керує аспірантами і докторантами, підготував 6 кандидатів наук.

Друзі, колеги, учні Олексія Івановича щиро вітають його з ювілеєм, бажають йому доброго здоров'я та подальших успіхів у науковій роботі.

Редакційна колегія журналу "Електротехніка і Електромеханіка" приєднується до цих побажань і висловлює надію на подальшу багаторічну плідну співпрацю з ювіляром.

## ЗАВОДУ "ЮЖКАБЕЛЬ" - 60 лет

ЗАО «ЗАВОД «ЮЖКАБЕЛЬ»

СИЛОВЫЕ КАБЕЛИ

полизтилена на напряжение

с изоляцией из сшитого

om 6 kB

go 110 kB

Сразу после освобождения города Харькова от немецко-фашистских захватчиков в августе 1943 года с приказа Наркома электротехнической промышленно-

сти СССР от 7 октября 1943 года за №298 началось создание нового предприятия – завода «Южкабель».

В то время большую потребность в силовых кабелях с резиновой, пластмассовой и бумажномасляной изоляцией, в обмоточных и эмалированных проводах испытывали не только строяшиеся и восстанавливающиеся предприятия Украины, но и советские войска южных фронтов, которые продолжали вести ожесточенные бои с отступающими оккупантами. Кабельные предприятия, находящиеся в Сибири, не справлялись с возрастающим количеством заказов. «Южкабель» стал одним из первых предприятий города, который

в короткий срок наладил серийный выпуск продукции для нужд народного хозяйства. Первую пробную партию продукции новое предприятие выпустило в начале марта 1944 года, а к концу года было выпущено уже 68 тонн обмоточных проводов. С 1945 года на базе прибывшего на завод трофейного оборудования был освоен выпуск силовых кабелей с резиновой изоляцией, организовано производство силовых кабелей с бумажной изоляцией. К началу 1946 года завод уже имел 286 единиц различного оборудования. Кроме трех основных цехов были введены в строй лаковарочный участок, фильерная мастерская, цех товаров народного потребления, испытательная лаборатория.

Вместе с «Южкабелем» восстанавливались электротехнические заводы Харькова. Народное хо-

зяйство нуждалось в кабелях и проводах. Для восстановления шахт Донбасса предприятие начинает выпуск врубовых шахтных И шланговых кабелей. проводов резиновой С изоляцией. Учитывая особую важность продукции завода для строительства предприятий и жилья в стране, 9 мая 1951 года Совет Министров СССР пересмотрел И утвердил новый технический паспорт завода, после чего строительство набрало ускорение. Почти сразу же началось сооружение корпуса обмоточных проводов, цеха силовых кабелей, а 26 апреля 1954 года завод №804 был переименовали в завод союзного значения - Харьковский завод «Южкабель». Предприятие уже играло заметную роль в выпуске

товарной продукции в Харьковском экономическом районе. В течение 1955 - 1956 годов было осуществлено техническое перевооружение цеха волочения. В нем была смонтирована печь отжига конвейерного типа, а также силами заводчан изготовлена и сдана в эксплуатацию установка волочения медной проволоки с совмещенным отжигом на машине грубого волочения. Установка такой конструкции, ставшая первой в системе кабельной промышленности СССР, позволила значительно экономить электроэнергию, улучшить культуру производства и качество продукции.



В 1956 году работники киевского завода «Укркабель» выступили с обращением ко всем коллективам кабельных предприятий СССР взять шефство над угольной промышленностью. Стране требовалось больше угля, а подземные механизмы в новых лавах простаивали из-за отсутствия кабеля. Труженики завода взяли шефство над шахтами Донбасса. Заказы шахтеров выполнялись в первую очередь. Особое внимание уделялось поставке кабельнопроводниковой продукции сооружаемой Куйбышевской ГЭС, строителям Запорожского трансформаторного завода. Только в 1956 году в Куйбышев и города Донбасса ушло больше 200 километров силовых кабелей сверх плана, досрочно выполнены заказы «Запорожстали» и «Азовстали». Наращивая объем выпускаемой продукции, завод улучшал производственные показатели и по итогам первого квартала 1959 года он занял первое место среди предприятий Харьковского экономического района.

Все последующие годы связаны с освоением новых видов продукции, автоматизацией производства. В 1962 году обмотчиками «Южкабеля» был освоен выпуск обмоточных проводов со стекловолокнистой изоляцией марок ПСДКТ, ПСДТ, ПЭТКСД повышенной надежности, что позволило снять с производства устаревшие изделия. Разработанная в эти годы технология эмалирования методом нанесения эмали из расплава полиэфирной смолы стала прорывом в области экологически чистых технологий. Так как токсичность эмальлаков, в основном, определяется типом применяемых растворителей, то освоение производства эмальпроводов без растворителей явилось гигантским шагом в направлении улучшения экологии харьковского региона. В мировой практике такое производство было организовано впервые.

Большинство промышленных объектов, которые строил тогда СССР за рубежом, использовали силовые кабели с маркой завода «Южкабель». Они были надежны в эксплуатации и довольно просты в обслуживании. Более трилцати лет эти кабели эксплуатируются а большинстве стран Юго-Восточной Азии и Восточной Европы. Студенты Харьковского политехнического института из Германии, Болгарии, Вьетнама, Монголии, большинства стран Африки, которые проходили производственную практику на «Южкабеле», отмечали высокое качество харьковских кабелей, не уступающих по многим техническим характеристикам подобным изделиям известных европейских и американских фирм.

В настоящее время ЗАО завод «Южкабель» - одно из крупнейших прелприятий Украины и стран СНГ с замкнутым циклом производства кабельно-проводниковой продукции и изделий проката. Номенклатура

марко-размеров кабелей. проводов и изделий проката достигает 4500 наименований, которые можно объединить в группы: кабели силовые, сигнальноблокировочные, контрольные, провода обмоточные, эмалированные, установочные, монтажные, телефонные, контактные, шины медные и алюминиевые, профили коллекторные и другие специального назначения. Для проведения испытаний продукции на заводе создана аккредитованная на техническую компетентность в системе Госстандарта Украины лаборатория, в которой проводятся испытания на огнестойкость, нераспространение горения по требованиям европейских стандартов.

С учетом мировых тенденций в развитии кабельной техники, на заводе организовано производство силовых кабелей среднего напряжения с изоляцией из сшитого полиэтилена. В рамках этого проекта на территории завода построен новый цех с общей производственной площадью около 5000 м<sup>2</sup>, закуплено и введено в эксплуатацию высокотехнологичное оборудование фирм - мировых лидеров в данной сфере технологий. Введение в эксплуатацию нового производства позволяет не только отказаться от импорта дорогостоящих кабелей в Украину, но и экспортировать кабели среднего напряжения (10 - 70) кВ не только в страны СНГ, но и в страны Европы, Азии, Африки.

Богатый опыт кабельного производства, современное оборудование, высокий технический потенциал. опытные произволственные калры. прочные научно-технические связи с учеными-кабельщиками НТУ «ХПИ», внедрение передовых технологий позволяют ЗАО Завод «Южкабель» с оптимизмом смотреть в будущее и успешно решать поставленные задачи.

#### ОСНОВНАЯ ПРОДУКЦИЯ ЗАО ЗАВОД «ЮЖКАБЕЛЬ»

Кабели силовые с бумажной пропитанной изоляцией на напряжение 1 - 10кВ

ААБЛ, ААБЛГ(NAKLBA, NAKLB VDE 0255), ААБНЛГ, ААБ2Л,ААГ, ЦААБНЛГ, ЦААБЛГ, ЦААБЛ, ЦААБЛ, ЦААБ2Л, ААШв (NAKLY VDE 0255), ААШНГ, ЦААШНГ, АСБ, АСБГ(NAKBA, NAKB VDE 0255), АСБЛ, АСБЛГ, ЦАСБ, ЦАСБГ, ЦАСБЛ, АСШВ, ЦАСШВ, СГ, СБ, СБЛ, ЦСБ, ЦСБЛ, СБШВ, ЦАСБШВ, СБГ, СБЛГ, ЦСБГ, ЦАСБНЛШНГ И ДР. Кабели силовые с пластмассовой изоляцией на напряжение 1 - 35 кВ

АВВГ, АВВГнг (NAYY VDE 0271), ВВГ, ВВГнг (NYY-O, NYY-J VDE 0271), АВБбШв, АВБбШнг, ВБбШв, ВБбШнг, АВВГз, АПвВГ, АПВГнг, ПВВГ, ВВГнг, АПвБбШв, АПвБбШнг, ПвБбШв, АВБбШнг, АВБВнг, ВБВнг Сечения от 1,5 до 240 мм<sup>2</sup>; 1-,2-,3- и 4-жильные; жилы однопроволочные или многопроволочные.

Кабели шахтные на 1-6 кВ ЭВБВк, ЭВБВ

Кабели и провода с пластмассовой изоляцией различного назначения, в том числе:

- кабели для сигнализации и блокировки СБВГ, СБВГнг, СББбШв, СББбШвнг, СББбШп, СБПу, СБПАШп - кабели контрольные КВВГ (NYM-J, NYM-O VDE 0250), КВВГнг, АКВВГ, АКВВГнг, КВВГЭнг, КГВВГ, КВБбШв, КВБбШнг, АКВБбШв и др.
- кабели силовые гибкие КГВ, КГВ-А, РПШЭк
- провода и шнуры для хозяйственных целей ПРППМ, ПВ1 (НО7V-U VDE 0281), ПВ2 (НО7V-R), ПВ3 (НО5V-K, НО7V-K), ППВ, АПВ, АППВ, ПВС (НО5VV-F VDE 0281), ПВСП, ШВП-2, ШВВП(НО3VVH2-F), ВП, РК-75-4-15, РК-75-4-11, ТРВ, ПКСВ, ПНСВ, ПГВА
- провода и кабели для водопогружных насосов ВПП, ВПВ, ПВДП
- провода силовые изолированные для воздушных линий электропередач СИП-1, СИП-1А, СИП-2, СИП-2А, СИП-3, САСПт, САПт, САПсш, САСПт, САСПсш
- Шнуры, армированные неразборной двухполюсной вилкой ПВС-ВП 0,5 40 Удлинители ПВС-УП, УП-10, УХ-16, УХ-25, УПС-20, УЖ-3В, УЖ-4В

Изделия электротехнические прокатно-волочильного производства из меди и алюминия и неизолированные провода, в том числе: - проволока ММ, МТ, ПММ, ПМТ, ПМПП, АМ, АТ, ПАМ

- шины ШММ, ШМТ, ШМТВ, ШММС, ШАТ, А5, А6
- профили ПКМ, ПКМС,ПФЭ-1, ПФЭ-1Т, ПФЭ-2, ПФЭ-2Т, ПФЭ-5, ПФЭ-5Т провода неизолированные А, АС, МФ-100, МФ-85, МГ, М
- алюминиевый сектор сечением 70 240 мм

Провода эмалированные ПЭТД-180, ПЭТ-200 диаметром 0,30 - 1,25

Телефоны: (0572) 93-90-60, 94-68-30, 95-55-39, 94-68-40, 93-80-03

## Список авторів

#### A

#### Б

Баранов Михаил Иванович	101
Болюх Владимир Федорович	5
Бялобржеский Алексей Владимирович	11

### B

Васьковский Юрий Николаевич	
Вербовой Андрей Петрович	115
Вербовой Петр Францевич	

## Γ

Гибель Юрий Антонович	16
Голенков Геннадий Михайлович	21

## Д

Дегтев Владимир Григорьевич.	23
Демченко Вадим Николаевич	
Дорохов Александр Владимирович	26

#### Ж

Железняков	Андрей	Владимирович	87
------------	--------	--------------	----

## 3

Заблодский Николай Николаевич	32
Завгородній Віктор Дмитрович	36

## К

Карпович Олег Яковлевич	42
Кобрин Виктор Леонидович	65
Котиш Андрій Іванович	46
Кучинский Константин Аркадьевич	48

## Л

Ламари Абдессалем Бен Атри	
Ларин Аркадий Михайлович	
Ларина Инна Ивановна	
Лень Анатолий Тимофеевич	
Лучук Владимир Феодосьевич	5

### Μ

Марков Александр Михайлович	5
Медведев Юрий Львович	
Милых Владимир Иванович	59
Мороз Володимир Іванович	

## 0

## Π

Панасенко Николай Васильевич	
Папазов Юрий Николаевич	
Петрова Олена Анатоліївна	
Петрушин Виктор Сергеевич	65
Плахтырь Олег Олегович	
Плєшков Петро Григорович	
Полякова Наталия Владимировна	

### Р

Руссова Наталия Валерьевна.	
Рымша Виталий Викторович	

## С

Самойлов Григорий Александрович	77
Ставинский Андрей Андреевич	79
Ставинский Ростислав Андреевич	79

## Т

Титко Олексій Іванович1	2	1	L
-------------------------	---	---	---

## Х

Харчишин Богдан Михайлович	
Хворост Николай Васильевич	104

## Ч

Чуванков Виктор Юрьевич	
Чувашев Виктор Анатольевич	
Чувашев Игорь Викторович	

## Ш

Шинкаренко Василий Федорович	92
Шульгин Дмитрий Николаевич	23

## Щ

Щукин Игорь (	Сергеевич5
---------------	------------

## Я

Якимец Андрей Миронович......65

## Abstracts Electrical Mashines and Apparatus

11

16

21

23

Bolukh V.F., Markov A.M., Luchuk V.F., 5 Shchukin I.S.

#### An engineering technique for calculating performance characteristics of electromechanical impulse induction converters

An engineering numerical-analytical technique for calculating performance characteristics and parameters of electromechanical impulse induction converters with liquid-nitrogen-cooled windings is suggested. A block diagram of the calculation algorithm is given, the algorithm taking into account considerable change and interdependence of electrical, magnetic, thermal, and mechanical parameters within a short-time operating cycle. All critical design parameters with accessory parameters affecting the calculation errors are presented.

*Key words* - electromechanical impulse induction converters, cryogenic cooling, engineering calculation technique.

Byalobrgeskiy A. V.

Features of dynamic operation modes in DC generators.

The features of dynamic characteristics of DC generator are considered. A method taking into account magnetic properties of electrical engineering steel by introduction of eddy current contour into its equivalent chart is described. The method allows to define time factor of the system taking into account influencing of eddy currents.

*Key words* - DC generator, dynamic characteristic, eddy currents.

Vaskovsky Ju.N., Gibel Ju.A.

Simulation of dynamic modes in electromechanical transformers by chain-field methods using the MATLAB-FEMLAB system".

The numeral methods of solving chain-field equations describing the dynamic modes of electromechanical transformers are considered. Efficiency of a variables division method and preferences of modern calculable complex "MATLAB– FEMLAB" at its realization are shown.

*Key words* - electromechanical transformer, dynamic modes, simulation, chain-field methods, complex "MATLAB-FEMLAB".

Golenkov G. M.

The modeling of propulsion performance characteristics of linear induction motors.

Edge effect influence on the parameters of the linear induction motor is investigated. Mathematical equation of electromagnetic power in function of the motor constructive characteristics is obtained.

*Key words* – linear induction motor, electromagnetic power, edge effect.

Degtev V.G. Shulgin D.N.

Synthesis of winding with diminished straight revolved harmonics in magnet-moving forces.

The structure synthesis of winding system with possibility of adjusting their magneto moving force harmonic composition is fulfilled, their properties are investigated and recommendations on their choice are formulated. The two-layer twopole winding in 48 stator grooves, used in experimental sample of short-lock asynchronous motor, is designed. Comparative analysis technical and economical indexes of experimental and serial engines are resulted.

*Key words* - asynchronous motor, two-layer winding, two-pole winding, magneto moving force, harmonic.

Dorohov A.V.

Dynamics characteristics of wind turbines induction generators at connecting them to network through damping resistance with his subsequent shunting.

Using before developed method the numeral experiment is conducted and dependence on peak currents and moments of asynchronous generator with damping resistor entered in its stator chain at connecting to network are set. Recommendations on optimization of connecting procedure are given. The phenomena concomitant to the transitional process are described.

*Key words* – wind turbines induction generator, stator, transitional process, damping resistor, peak current, peak moments.

Zablodsky N.N.

Forming of output descriptions of the polymodule electro-thermo-mechanical system.

Methodology of output mechanical and thermal characteristics synthesis in poly-module electro-thermo-mechanical system is offered. The methodology used concept of poly-weight kinematic subsystem and pinch-analysis for a heatexchange subsystem.

*Key words* – electro-thermo-mechanical system, pinch-analysis, massive rotor, planning.

Żavgorodniy V.D.; Moroz W.I.; Petrova O.A. Quantum mechanical model of induction type angle transducers (Part 4. Comparative

analysis of output signals processing methods). Comparative analysis of output signals processing methods in induction type angle transducer is resulted. New processing procedures, increasing resolution and accuracy of angle-measuring systems used in quantum–optical location and remote control environment devices are suggested.

*Key words* – induction type electromechanical angle transducer, code–pulse measuring system, angle–to–digital converter.

Karpovich O.Y., Onischenko O.A.

Computer-based dynamic properties investigation of switched reluctance motor.

The computer-based model of switched reluctance motor for dynamic properties investigation and the results of experiments with the model are presented. The model permits to carry out calculations of electromagnetic and electromechanical processes taking into account of inverter switching peculiarities, to estimate the mechanical and dynamic characteristics of designing motor and to work up the algorithms of switches control.

*Key words* – switched reluctance motor, computer-based model, dynamic properties investigation, simulation.

Kotysh A.I., Pleshkov P.G.

Conditions of development ferromagnetic resonance in air networks with voltage trans-

46

42

26

32

36

#### formers NAMI.

The article is devoted to a problem of solution reliable operation of type NAMI voltage transformers in electric networks with insulated neutral. Limit conditions of development ferromagnetic resonance are defined. This is very important for analytical solution of ferromagnetic resonance processes.

*Key words* - voltage transformer, electric network, ferromagnetic resonance.

Kuchinsky K. A

Thermomechanical parameters of stator winding isolation at starting of turbogenerator.

A technique allowing calculating thermomechanical parameters of isolation in the stator winding of turbogenerator TGV-200 by finite elements method is described. Moving and tensions of the turbogenerator bar in his active and frontal parts, arising up in the process of starting, is explored, and results are presented.

 $Key \ words$  – turbogenerator, stator winding, isolation, thermomechanical parameters, calculating.

Larin A.M., Lamary A., Larina I.I.

Experimental determination of conductivity frequency characteristics in an asynchronous machine at different levels of its magnetic chain satiation.

The basic principles of a method for determining the frequency characteristics in an asynchronous machine reflecting varies magnetic satiation levels of its magnetic system are given. The method is based on experimental data recorded at applying varies three-phase voltage values to the terminals of rotating or motionless the asynchronous machine.

*Key words* - asynchronous machine, magnetic system, satiation, conductivity, frequency characteristic.

Milykh V.I., Polyakova N.V.

Analysis of phase relationships of electromagnetic parameters in a turbogenerator on the basis of magnetic fields numerical calculation.

In a turbogenerator, phase relationships of magnetic linkage and EMF of its three-phase winding are determined by means of numerical calculations. Magnetic fields are estimated independently for turbogenerator's rotor and stator windings. The resulting magnetic field is computed at load conditions.

*Key words* - turbogenerator, phase relationship, magnetic field, numerical calculation.

Petrushin V.S., Yakimets A.M., Kobrin V.L.

Heat calculations of asynchronous engines intended for adjustable-speed electric drives, in their non-stead modes.

The universal equivalent heat circuit, which allows carry out heat calculations at non-stead modes of asynchronous motors with various cooling systems, is proposed. The use of the circuit for asynchronous motors of adjustable-speed electric drives is considered.

*Key words* - asynchronous motor, adjustable-speed electric drives, heat calculations, non-stead modes.

Russova N. V.

Synthesis of symmetric II-figurative twobobbin electromagnets of constant voltage by integrated criterion of quality.

The synthesis algorithm of symmetric Π-

figurative electromagnets by integrated criterion of quality is surveyed. Polynomial dependences of basic geometrical dimensions in the electromagnets' magnet system and technical-operation parameters, providing the minimum of additive optimum criterion, are resulted.

*Key words* - electromagnet, synthesis, optimization, criterion.

Rimsha V.V

*48* 

52

59

65

Mathematical modeling of linear switched reluctance motors.

The base constructions of the linear switched reluctance motors are offered. The mathematical model of the process of the electromechanical convert of energy is present. Equations for the electromagnetic forces in the linear switched reluctance motors in linear case are obtained. The calculation results obtained for magnetic fields and electromagnetic forces in 2D and 3D nonlinear cases are considered.

*Key words* – linear switched reluctance motors, magnetic field, electromagnetic forces, calculation.

Samoilov G.A.

Universal program for the analysis of three-phase windings of any types.

The universal analysis algorithm of threephase windings is considered. Its realization in a soft ware is given a special attention. The program worked out on the basis of the algorithm is shown.

*Key words* – inductor motor, winding, harmonic, model.

Stavinsky A.A., Plakhtyr O.O., Stavinsky R.A. The quality parameters at structural optimization of spatial electromagnetic systems for tree-phase transformers, reactors and throttles.

Structural features, methods of improvement and parameters of designer-technological decisions applied in spatial electromagnetic systems of static induction devices are considered.

Key words – spatial electromagnetic systems, constructive-technical decisions, quality parameters. Harchishyn B.M.

Synthesis of electro-magnetic transformers with the genetically modified constructions.

Synthesis of electro-magnetic transformers constructions using permanent magnets is resulted. The considered transformers are used in hydro– amplifiers and characterized by improved power indexes and minimized dimensions.

*Key words* – electro-magnetic transformer, permanent magnet, geometric modeling.

Chuvankov V.Ju., Chuvashev V.A., Jelezniakov 87 A.V., Papazov Ju.N., Medvedev Ju.L., Chuvashev I.V., Demchenko V.N., Len A.T.

Explosion-proof AC motor with the casting copper winding on rotor: electromagnetic moment at the stochastic loading.

An explosion-proof AC motor with the casting copper winding on rotor is considered. The method of determination of electromagnetic moment of the motor at its stochastic loading is offered. The method allows choosing optimum parameters of the motor, raises its power indexes and reliability.

*Key words* – explosion-proof AC motor, casting copper winding, electromagnetic moment, modeling.

69

79

83

77

72

92

Shinkarenko V. F., Avgustinovich A. A.

Genetic analysis and systematization of induction machines with translational motion (plane genus).

The importance and urgency of investigations on the problem of electrical machines systematization are shown. An analysis of formation and evolution of taxonomic structure of systematization is carried out on the basis of the proposed genetic model. A genome is decoded and species composition classified for the induction machines of the genus of plane ones. Results of genetic analysis of the implicit species of plane induction machines are presented. Information concerning structure of such machines is absent at a given stage of evolution of structural electromechanics. The expected structurization within the genus is predicted. *Key words* - systematization of electrical machines, family of induction machines, genus of plane, genetic model of systematization, genetic analysis, phylogenetic tree of the genus, evolution prediction.

## High Electrical and Magnetic Field Engineering

101

#### Baranov M.I.

Calculation of crater on the aircraft metallic sheathing caused by electro-thermal destruction at a direct lightning stroke.

The approach mathematical model of electrothermal destruction in the aircraft metallic sheathing at a direct lightning stroke is offered. Analytical correlations for single crater geometrical dimensions, volume and mass of the sheathing lost material are got on condition of single current impulse of the lightning having a complicated form.

*Key words* – flying aircraft, metallic sheathing, lightning direct stroke, electrothermal destruction, crater.

## Electric Transport

104

Chvorost N.V., Panasenko N.V. Electric railways: stages and prospects of development.

The centenary period of railways electrification in the world is analyzed. Perspective ways of electric draft systems perfection for Ukraine railways in XXI century are considered.

Key words – electric railways, system of electric draft, traction electro supply, a rolling stock, the semi-conductor converter, the asynchronous electric motor.

## Education Structure in "Electrical Engineering" and "Electromechanics"

115

#### Verbovoj A.P., Verbovoj P.F. Structures of textbooks on electric machines and apparatus

At implementation of research projects on creation of asynchronous machines with improved starting, regulating and dynamic properties the row of new information, factors and laws is got. The separate publications authors suggest plugging in new textbooks. These textbooks compositions, structures and short descriptions are brought.

*Key words* – electric machines and apparatus, textbooks, short descriptions.

## Information

The "Juzhcabel" Factory – 60 years

## 122

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

## ЩОКВАРТАЛЬНИЙ НАУКОВО-ПРАКТИЧНИЙ ЖУРНАЛ

# Електротехніка і Електромеханіка Электротехника и Электромеханика Electrical engineering & Electromechanics 2003'4



Технічне редагування: В.Л. Ємельянов Секретар редакції: Н.В. Себякіна

Підписано до друку 07.10.2003 р. Формат 60 × 90 <sup>1</sup>/<sub>8</sub>. Папір Ргіта Сору Друк - офсетний. Ум. друк. арк. 16,25. Наклад 300 прим. 1-й завод - 110. Зам. № 1164. Ціна договірна.

НТУ "ХПІ". 61002, Харків, вул. Фрунзе, 21

КП Друкарня №13. 61002, Харків, вул. Артема, 44