

**МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ**  
Національний технічний університет  
"Харківський політехнічний інститут"

## **ВІСНИК**

**НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ  
"ХПІ"**

**Серія: Проблеми удосконалення електричних машин  
і апаратів. Теорія і практика**

**№ 51 (1024) 2013**

Збірник наукових праць

Видання засновано у 1961 р.

Харків  
НТУ "ХПІ", 2013

## **Вісник Національного технічного університету "ХПІ".**

Збірник наукових праць. Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ". – 2013. – № 51 (1024). – 132 с.

### **Державне видання**

**Свідоцтво Держкомітету з інформаційної політики України**

**КВ № 5256 від 2 липня 2001 року**

Збірник виходить українською і російською мовами.

*Вісник Національного технічного університету "ХПІ" включено до "Переліку наукових Фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата наук", затвердженого постановою президії ВАК України від 26 травня 2010 р., № 1 – 05/4. (Бюлетень ВАК України № 6, 2010 р. стор. 3, № 20).*

*У квітні 2013 р. Вісник НТУ "ХПІ" Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів включений у довідник періодичних видань бази даних Ulrich's Periodical Directory (New Jersey, USA).*

### **Координаційна рада:**

Л.Л. ТОВАЖНЯНСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф. (**голова**);

К.А. ГОРБУНОВ, канд. техн. наук, доц. (**секретар**);

А.П. МАРЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; Є.І. СОКОЛ, чл.-кор. НАНУ, д-р техн. наук, проф.; Є.Є. АЛЕКСАНДРОВ, д-р техн. наук, проф.; А.В. БОЙКО, д-р техн. наук, проф.;

Ф.Ф. ГЛАДИЙ, д-р техн. наук, проф.; М.Д. ГОДЛЕВСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф.; А.І. ГРАБЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; В.Г. ДАНЬКО, д-р техн. наук, проф.; В.Д. ДМИТРИЄНКО, д-р техн. наук, проф.;

І.Ф. ДОМНІН, д-р техн. наук, проф.; В.В. ЄПІФАНОВ, канд. техн. наук, проф.; Ю.І. ЗАЙЦЕВ, канд. техн. наук, проф.; П.О. КАЧАНОВ, д-р техн. наук, проф.;

В.Б. КЛЕПІКОВ, д-р техн. наук, проф.; С.І. КОНДРАШОВ, д-р техн. наук, проф.; В.М. КОШЕЛЬНИК, д-р техн. наук, проф.;

В.І. КРАВЧЕНКО, д-р техн. наук, проф.; Г.В. ЛІСАЧУК, д-р техн. наук, проф.; О.К. МОРАЧКОВСЬКИЙ, д-р техн. наук, проф.;

В.І. НІКОЛАЄНКО, канд. іст. наук, проф.; П.Г. ПЕРЕРВА, д-р екон. наук, проф.; В.А. ПУЛЯЄВ, д-р техн. наук, проф.;

М.І. РИЩЕНКО, д-р техн. наук, проф.; В.Б. САМОРОДОВ, д-р техн. наук, проф.;

Г.М. СУЧКОВ, д-р техн. наук, проф.; М.А. ТКАЧУК, д-р техн. наук, проф.

### **Редакційна колегія серії:**

**Відповідальний редактор:** Б.В. Клименко, д-р техн. наук, проф.

**Заступник відповідального редактора:** В.Ф. Болюх, д-р техн. наук, проф.

**Відповідальний секретар:** І.С. Варшамова, асистент.

**Члени редколегії:** В.Г. Данько, д-р техн. наук, проф.; В.Б. Клепиков, д-р техн. наук, проф.; В.І. Кравченко, д-р техн. наук, проф.; В.І. Мілих, д-р техн. наук, проф.; Сучков Г.М. д.т.н., проф.; Є.І. Сокол, д-р техн. наук, проф., Райнін В.Ю., д-р техн. наук, проф.

Рекомендовано до друку Вченою радою НТУ "ХПІ";  
Протокол № 8 від 08.10.2013.

**В.Ф. БОЛЮХ**, д-р техн. наук., проф., НТУ "ХПИ"

**ОМАР БЕНАЙССА**, канд. техн. наук, доцент университета МВВ,  
Бумердес, Алжир

**С.В. ОЛЕКСЕНКО**, аспирант, НТУ "ХПИ"

### **МЕТОДИКА ВЫБОРА ПАРАМЕТРОВ ИНДУКЦИОННО-ДИНАМИЧЕСКОГО ДВИГАТЕЛЯ С ФЕРРОМАГНИТНЫМ СЕРДЕЧНИКОМ**

Предложен метод выбора параметров индукционно-динамического двигателя с ферромагнитным сердечником, основанный на введении комплексного критерия эффективности, при котором учитываются электродинамические показатели, массогабаритные параметры и магнитные поля рассеяния. Для заданных критериев установлено ряд наиболее эффективных конфигураций параметров индукционно-динамического двигателя и определен наиболее универсальный из них.

**Ключевые слова:** индукционно-динамический двигатель с ферромагнитным сердечником, комплексный критерий эффективности, электродинамические показатели.

**Вступление.** Индукционно-динамические двигатели (ИДД) с возбуждением от емкостного накопителя энергии (ЕНЭ) широко используются в промышленных и научно-технических системах, где необходимы значительные ударные механические нагрузки при относительно незначительных перемещениях исполнительного элемента. Возбуждаемый посредством электронной системы от ЕНЭ индуктор в массивном электропроводящем якоре индуцирует ток, обуславливающий возникновение электродинамических усилий (ЭДУ), передаваемых от подвижного якоря на исполнительный элемент. Применение ферромагнитного сердечника (ФС) позволяет увеличить силовые показатели и уменьшить поля рассеяния ИДД, однако при этом ухудшаются массогабаритные показатели устройства, и может увеличиваться продолжительность электромагнитных процессов. Поскольку эффективность известных ИДД относительно низка, то возникает задача выбора параметров индуктора, якоря и ФС, при котором учитываются различные аспекты функционирования и рабочие показатели ИДД.

**Анализ литературы.** ИДД используются во многих отраслях промышленности, науки и техники для механической обработки по-

верхностей, деформации объектов, проведения вибрационных и ударных испытаний, ускорения объектов и т.д. [1-4]. Традиционные ИДД в основном функционируют без ФС, что обусловлено ограничениями по массо-габаритным показателям и импульсным характером электромагнитных процессов. Известны различные подходы, направленные на повышение удельных силовых показателей ИДУ, например, использование криогенного охлаждения, применение якоря специальной конфигурации, использование многосекционного индуктора с последовательной коммутацией секций, применение подвижного индуктора, взаимодействующего с двумя охватывающими якорями и др., которые требуют существенного усложнения конструкции и условий работы [5, 6]. При этом вопрос выбора параметров ИДД с ФС, при котором комплексно учитываются массогабаритные, энергетические, электромеханические, тепловые, магнитные поля рассеяния, практически не исследован.

**Целью работы** является разработка методики выбора параметров ИДД с ферромагнитным сердечником, основанной на введении комплексного критерия эффективности и оптимизационном подходе, при котором учитываются электромеханические и энергетические показатели, массогабаритные параметры и магнитные поля рассеяния.

#### **Математическая модель ИДД.**

Для расчета ИДД с ФС, в подвижном якоре которого индуцируется распределенный по объему ток, используется уравнение:

$$\sigma \cdot \left( \frac{\partial \bar{A}}{\partial t} - \bar{v} \times \{ \nabla \times \bar{A} \} \right) + \frac{1}{\mu_0} \cdot \nabla \times \left( \frac{1}{\mu_\gamma} \cdot \nabla \times \bar{A} \right) = 0 ; \quad (1)$$

где  $\sigma$  – электрическая проводимость якоря;  $\bar{A}$  – векторный магнитный потенциал;  $\bar{v}$  – скорость движения якоря;  $\mu_0$  – магнитная постоянная;  $\mu_\gamma$  – относительная магнитная проницаемость.

В многовитковом индукторе плотность тока определяется сторонними источниками:

$$\frac{1}{\mu_0} \cdot \nabla \times (\nabla \times \bar{A}) = \frac{i \cdot w}{S} ; \quad (2)$$

где  $i$  – ток в индукторе;  $w$  – число витков индуктора;  $S$  – сечение витка индуктора.

Электродинамические силы  $f$ , действующие на якорь, находятся с использованием тензора натяжения Максвелла:

$$\bar{f} = \frac{1}{2} \cdot \int_S (\bar{H} \cdot \{\bar{B} \cdot \bar{n}\} + \bar{B} \cdot \{\bar{H} \cdot \bar{n}\} + \bar{n} \cdot \{\bar{B} \cdot \bar{H}\}) \cdot dS ; \quad (3)$$

где  $\bar{n}$  – вектор внешней нормали к поверхности интегрирования  $dS$ .

Плотность тока сторонних источников, может быть определена с использованием уравнения электрической цепи для многовиткового индуктора:

$$u + e = (R_e + R_k) \cdot i + L_e \cdot \frac{di}{dt} ; \quad (4)$$

где  $u$  – напряжение источника;  $e$  – противоЭДС;  $R_e$  – активное сопротивление внешней цепи;  $R$  – активное сопротивление катушки;  $i$  – ток катушки;  $L_e$  – индуктивность внешней цепи.

Источник напряжения – предварительно заряженный ЕНЭ:

$$u = U_0 - \frac{1}{C} \cdot \int_t i \cdot dt ; \quad (5)$$

где  $U_0$  – начальное напряжение ЕНЭ;  $C$  – емкость ЕНЭ.

Значения противоЭДС в соответствии с законом Фарадея:

$$e = -w \cdot \frac{d\Phi_\Psi}{dt} ; \quad (6)$$

где  $w$  – число витков катушки;  $\Phi_\Psi$  – потокоцепление индуктора:

$$\Phi_\Psi = \frac{1}{w} \cdot \int \Phi \cdot dw = \left| dw = \frac{w}{S} \cdot dS \right| = \frac{1}{S} \cdot \int \Phi \cdot dS ; \quad (7)$$

где  $\Phi$  – магнитный поток, охваченный витками индуктора;  $S$  – площадь поперечного сечения индуктора.

Согласно теореме Стокса:

$$\Phi = \int \bar{B} \cdot d\bar{S} = \int (\text{rot} \bar{A})_{xyz} \cdot d\bar{S} = \int \bar{A} \cdot d\bar{l} ; \quad (8)$$

где  $d\bar{S}$  – площадь, пронизываемая магнитным потоком;  $d\bar{l}$  – направление обхода контура циркуляции вектора  $\bar{A}$ .

Следовательно, (6) можно представить следующим образом:

$$e = -\frac{w}{S} \iiint_V \frac{d(\bar{A})_j}{dt} \cdot dV ; \quad (9)$$

где  $(\bar{A})_j$  – проекция векторного магнитного потенциала на направление обхода контура;  $V$  – объем индуктора.

Окончательно расчетное уравнение для электрической цепи представляется в виде:

$$U = (R_e + R_k) \cdot i + L_e \cdot \frac{di}{dt} - \frac{w}{S} \iiint_V \frac{d(\bar{A})_j}{dt} \cdot dV. \quad (10)$$

Механические процессы ИДД можно описать системой уравнений

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d(m(z) \cdot \gamma)}{dt} = f(z) - P(z); \\ \frac{d(z)}{dt} = v; \\ z(0) = 0_{xyz}, v(0) = 0; \end{array} \right. \quad (11)$$

где  $z$  – перемещение якоря;  $v$  – скорость якоря;  $m(z)$  – масса движущихся частей, приведенная к якорю;  $f(z)$  – электродинамическая сила;  $P(z)$  – противодействующая сила, приведенная к якорю.

Уравнение (11) представляет собой уравнение одномерного движения с переменной массой. Для удобства расчетов оно может быть переписано в виде:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{dm(z)}{dz} \cdot v^2 + m(z) \cdot \frac{d(v)}{dt} = Q(z) - P(z); \\ \frac{d(z)}{dt} = v; \\ z(0) = 0_{xyz}, v(0) = 0; \end{array} \right. \quad (12)$$

Полученные уравнения (1)-(12) представляют собой систему уравнений, которые описывают рабочие процессы ИДД. Получить решение данной системы уравнений достаточно сложно, так как возникают проблемы с точностью, сходимостью и устойчивостью системы. Решение может быть получено с использованием метода конечных элементов для интегрирования по пространственным переменным и усовершенствованного метода Гира по времени. При интегрировании системы необходимо избегать скачкообразного изменения параметров. Для этого необходима аппроксимация перехода непрерывной гладкой (вплоть до второй производной) функцией, при использовании которой скачок функции "размывается" на определенном пространственном либо временном интервале.

Поскольку метод конечных элементов плохо адаптирован для решения нестационарных задач с пространственным изменением эле-

ментов, то для расчета используется "деформируемая" сетка. В этом случае подвижные элементы представляются расположенными в некотором эластичном пространстве, покрытом сеткой. При изменении положения элемента, сетка, принадлежащая области остается неизменной, а координаты сетки, принадлежащие границам подвижных элементов, претерпевают деформацию в соответствии с заданным законом движения, определяемого уравнением (12) (рис. 1). Поскольку размер и форма ячеек сетки существенно влияют на точность расчетов, то при движении области на каждом временном шаге проверяется "качество" перестраиваемой сетки.

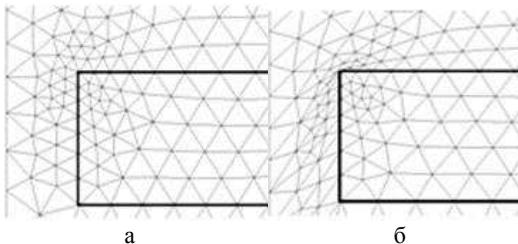


Рис. 1 – Расчетные сетки: а – исходная сетка; б – деформированная сетка.

#### Исследуемые модели ИДД.

Рассмотрим базовый вариант ИДД без ФС со следующими параметрами: внешний диаметр индуктора  $D_{ex1}=100$  мм, внутренний диаметр индуктора  $D_{in1}=10$  мм, высота индуктора  $H_1=10$  мм, внешний диаметр якоря  $D_{ex2}=100$  мм, внутренний диаметр якоря  $D_{in2}=8$  мм, высота якоря  $H_2=3$  мм, аксиальное расстояние между индуктором и якорем  $\delta=1$  мм, количество витков индуктора  $N_1=23$ , сечение шины индуктора  $a \times b=1,8 \times 4,8$  мм<sup>2</sup>, емкость ЕНЭ  $C=2850$  мкФ, зарядное напряжение ЕНЭ  $U_0=400$  В. Электронная система возбуждения формирует апериодический импульс тока в индукторе. На рис. 2 представлены плотности тока в индукторе  $j_1$ , усредненная плотность тока в якоря  $j_2$ , величина  $f_z$  и импульс  $F_z$  электродинамических усилий (ЭДУ) данного двигателя.

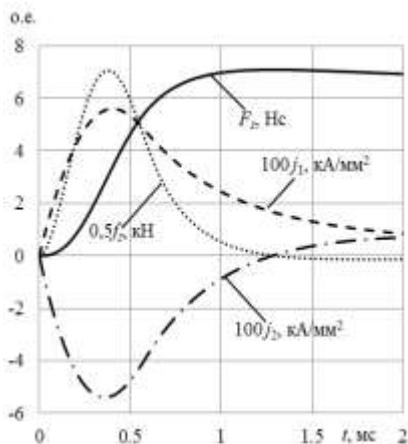


Рис. 2 – Плотности тока и параметры ЭДУ базового ИДД.

На рис. 3 показан общий вид базового ИДД с распределением магнитной индукции в момент максимума ЭДУ.

При наличии ферромагнитного сердечника (ФС) происходит

существенное перераспределение магнитных полей и их увеличение в активной зоне ИДД. На рис. 4 показано общий вид и поперечное сечение с распределением магнитного поля в момент максимума ЭДУ рассматриваемого ИДД с указанием геометрических параметров ФС 3 представляемого состоящим из дискового основания из дискового основания 3а, охватывающего индуктор 1 снизу, наружной обечайки 3б и внутреннего цилиндра 3с. Якорь 2 взаимодействует с немагнитными диском и бойком 4, выполненными из нержавеющей стали.

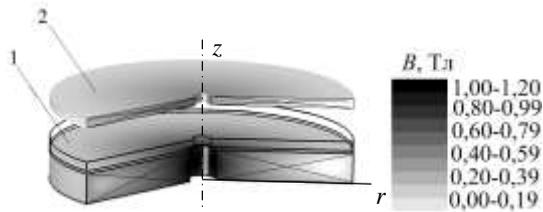


Рис. 3 – Общий вид базового ИДД с распределением магнитной индукции в момент максимума ЭДУ.

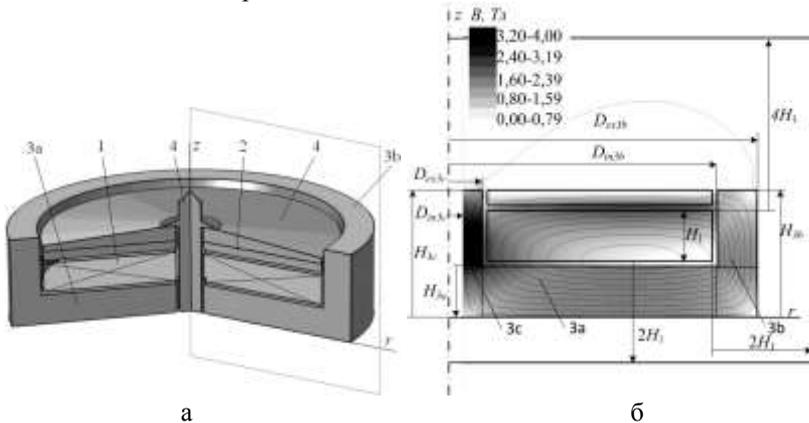


Рис. 4 – ИДД: а – Общий вид с ФС, б – сечение ИДД с распределением магнитных полей в момент максимума ЭДУ.

ФС, представляемый совокупностью  $i$ -ых цилиндрических участков, где  $i=\{a, b, c\}$ , описывается внешним диаметром  $D_{ex3i}$ , внутренним диаметром  $D_{in3i}$  и высотой  $H_{3i}$  каждого участка. Расстояние между смежно расположенными сторонами индуктора и ФС заполнено изоляцией толщиной  $\delta = 1$  мм. Рассматриваемый ФС – шихтованный, выполненный из стали марки Ст.10 (AISI 1010, UNS G10100), идеализи-

ровано принято что в ФС отсутствуют вихревые токи. Геометрические параметры ФС базового варианта ИДД следующие:  $H_{3a} = 10$  мм,  $D_{ex3b} = 10$  мм,  $H_{3b} = 15$  мм. На расстоянии  $2H_1$  от нижней и внешней,  $4H_1$  от верхней стенок индуктора жирной линией очерчена область, на которой определяется усредненное значение полей рассеяния ИДД (рис. 4,б).

В общем случае геометрию ИДД с ФС можно описать геометрическими параметрами

$$Q \in (D_{ex1}, D_{in1}, H_1, D_{ex2}, D_{in2}, \zeta, a \times b, H_{3a}, D_{ex3b}, H_{3b}),$$

где параметр  $\zeta$  характеризует форму якоря.

В базовом варианте  $\zeta =$  диск.

Рассмотрим ИДД, геометрические параметры которых (указаны в мм) равны базовым, за исключением:

$$Q_1 \in (H_{3a} = 0, D_{ex3b} = 0, H_{3b} = 0);$$

$$Q_2..Q_{10} \in (H_{3a} = 15; 10; 8; 6; 4; 2; 1; 0,5; 0);$$

$$Q_{11}..Q_{18} \in (D_{ex3b} = 15; 10; 8; 6; 4; 2; 1; 0);$$

$$Q_{19}..Q_{27} \in (H_{3b} = 0; 6; 11; 15; 20; 25; 35; 45; 55);$$

$$Q_{28}..Q_{34} \in (D_{ex2} = 80; 100; 105; 109; 114; 118; 125);$$

$$Q_{35}..Q_{39} \in (H_2 = 2,0; 2,5; 3,0; 3,5; 4,0);$$

$$Q_{40}..Q_{46} \in (a \times b = 6; 7,5; 8,64; 10; 12; 13; 14);$$

$$Q_{47}..Q_{52} \in (\zeta = a; б; в; г; д; е), \text{ рис. 5.}$$

Для каждого варианта ИДД рассчитаны электродинамические, электромагнитные, скоростные, температурные показатели, массо-габаритные параметры и магнитные поля рассеяния. В табл. 1 для вариантов с крайними значениями геометрических параметров представлены:  $f_{zm}$  – максимальное значение ЭДУ;  $F_z$  – значение импульса ЭДУ за время  $t_{imp}$ ;  $t_{imp}$  – время действия на якорь ИДД положительного импульса ЭДУ;  $j_{1m}$ ,  $j_{2m}$  – максимальное значение плотности тока в ин-

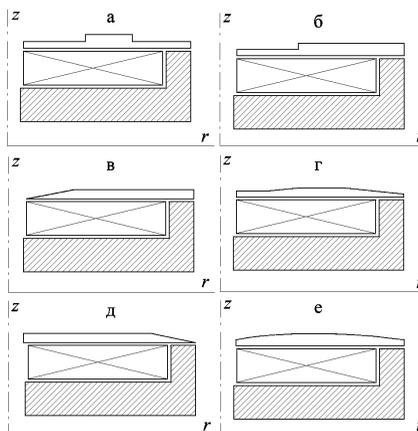


Рис. 5 – Конфигурация якоря.

дукторе и якоре соответственно;  $V_{max}$  – максимальная скорость якора;  $\Delta z$  – перемещение якора за время  $t_{imp}$ ;  $B_1$  – усредненное значение полей рассеяния с верхней и боковой стороны ИДД (не экранированных ФС);  $B_2$  – усредненное значение полей рассеяния с нижней стороны ИДД (экранированных ФС);  $m$  – полная масса ИДД;  $G_H = \max\{H_{3b}, H_{3c}, (H_1 + \delta + H_2)\}$  – максимальные аксиальные габариты ИДД;  $G_D = \max\{D_{ex1}, D_{ex2}, D_{ex3b}\}$  – максимальные радиальные габариты ИДД;  $\theta_1$  – среднее превышение температуры индуктора за один рабочий цикл;  $W_{kin}$  – кинетическая энергия, развиваемая ИДД за время  $t_{imp}$ .

Таблица 1 – Параметры ИДД

№	$f_{zm}$ , кГц	$F_z$ , Гц	$t_{imp}$ , мс	$j_{1m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$j_{2m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$\Delta z$ , мм	$V_{max}$ , м/с	$B_1$ , мТл	$B_2$ , мТл	$m$ , кг	$G_H$ , мм	$G_D$ , мм	$\theta_1$ , °С	$W_{kin}$ , Дж
1	13,96	6.53	1.24	267	535	16.3	9.93	222.52	33.36	1,16	25	50	0.459	23.67
2	15,07	8.02	1.39	260	519	18.7	12.63	7.22	6.76	2,93	30	61	0.485	38.28
10	14,44	6.76	1.26	262	524	15.6	10.65	215.35	20.30	1,57	15	61	0.435	27.22
11	15,18	7.99	1.37	261	523	19.1	12.61	30.59	42.58	2,86	25	66	0.485	38.16
18	14,55	7.47	1.33	269	539	18.1	11.33	80.54	22.47	1,79	25	50	0.504	30.81
19	14,57	7.56	1.35	269	538	18.3	11.46	59.64	27.42	1,79	25	61	0.507	31.52
27	15,23	8.12	1.41	263	526	19.2	12.59	16.17	1.70	2,97	65	61	0.498	38.04
28	10,20	5.80	1.39	272	570	15.2	11.47	38.70	4.66	2,08	35	61	0.500	31.57
34	16,13	8.59	1.56	283	425	14.6	12.17	15.91	3.04	2,23	25	66	0.451	35.55
35	14,34	7.23	1.33	278	631	15.6	12.45	16.52	6.64	2,10	24	61	0.671	37.20
39	16,74	9.66	1.81	256	357	13.3	10.83	15.73	1.58	2,28	26	61	0.427	28.15
40	11,77	8.38	1.77	235	384	14.0	12.73	3.55	2.26	2,19	25	61	0.564	38.89
46	11,77	8.38	1.76	235	384	14.0	12.74	3.54	2.26	2,19	25	61	0.516	38.95
47	16,01	8.68	1.59	264	441	15.0	12.56	15.20	3.15	2,20	25	61	0.463	37.86
52	16,03	8.89	1.53	263	524	15.8	14.76	16.20	3.25	2,15	25	61	0.451	52.29

Все параметры для каждой комбинации геометрических параметров элементов приводятся к относительному показателю, учитывающему максимальное и минимальное значения, которые приведены в табл. 2:

$$K_i^* = \frac{K_i - K_{i-\min}}{K_{i-\max} - K_{i-\min}} \cdot 100\%; \quad (13)$$

$$K_{i-\max} = \max\{K_1, K_2, K_3, \dots, K_{52}\};$$

$$K_{i-\min} = \min\{K_1, K_2, K_3, \dots, K_{52}\}.$$

Таблица 2 – Максимальное и минимальное значения параметров

$f_{zm}$ , кН	$F_z$ , Нс	$t_{imp}$ , мс	$j_{1m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$j_{2m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$\Delta z$ , мм	$V_{max}$ , м/с	$B_1$ , мТл	$B_2$ , мТл	$m$ , кг	$G_H$ , мм	$G_D$ , мм	$\theta_1$ , °С	$W_{kin}$ , Дж
10,20	5.80	1.24	296.2	357.0	13.35	9.93	3,54	1,58	1,16	15	50	0.427	23.67
19,75	9.66	1.81	234.8	630.7	19.20	19.56	222,52	42,58	2,97	65	66	0.671	52.29

### Критерии эффективности ИДД.

Для анализа показателей работы ИДД введем комплексный критерий эффективности:

$$\eta_i^* = \sum_{i=1}^{14} K^* i \cdot \beta_i, \quad (14)$$

где  $K_i$  –  $i$ -ый относительный показатель эффективности соответствующего варианта ИДД (№ 1-52);  $\beta_i$  – весовые коэффициенты соответствующих показателей эффективности ИДД, удовлетворяющие соотношению:

$$\sum_{i=1}^{14} \beta_i = 1. \quad (15)$$

Для заданных весовых коэффициентов  $\beta_i$  соответствующих показателей (табл. 3) рассчитаны значения комплексного критерия эффективности (в %), которые представлены на рис. 6 для всех комбинаций ИДД (№ 1-52).

Таблица 3 – Значения показателей в зависимости от  $\beta_i$

$f_{zm}$ , кН	$F_z$ , Нс	$t_{imp}$ , с	$j_{1m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$j_{2m}$ , А/мм <sup>2</sup>	$\Delta z$ , мм	$V_{max}$ , м/с <sup>2</sup>	$B_1$ , мТл	$B_2$ , мТл	$m$ , кг	$G_H$ , мм	$G_D$ , мм	$\theta_1$ , °С	$W_{kin}$ , Дж
$\beta_1$	$\beta_2$	$\beta_3$	$\beta_4$	$\beta_5$	$\beta_6$	$\beta_7$	$\beta_8$	$\beta_9$	$\beta_{10}$	$\beta_{11}$	$\beta_{12}$	$\beta_{13}$	$\beta_{14}$
0,05	0,05	0,01	0,02	0,01	0,17	0,20	0,14	0,14	0,02	0,05	0,05	0,05	0,04

Как следует из рис. 6, наиболее эффективными вариантами ИДД являются № 33, 52, для которых исследована их "универсальность" путем создания при помощи генератора случайных чисел  $N$  комбинаций весовые коэффициентов  $\beta$  соответствующих относительных показателей эффективности. Для полученных массивов значений комплексных критериев эффективности  $\eta^*$  было определено усредненное значение, которое выступает универсальным критерием эффективности ИДД. Данное значение на рис. 7 отмечено жирной горизонтальной линией.

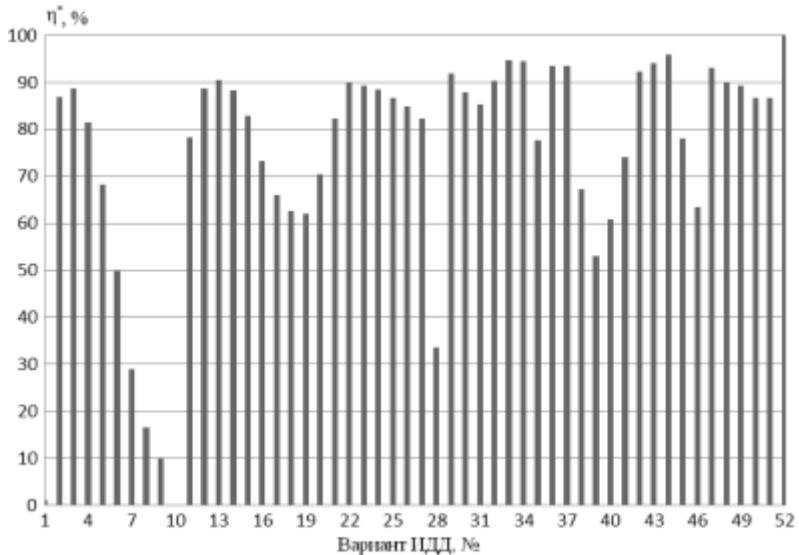


Рис. 6 – Значения комплексного критерия эффективности для ИДД.

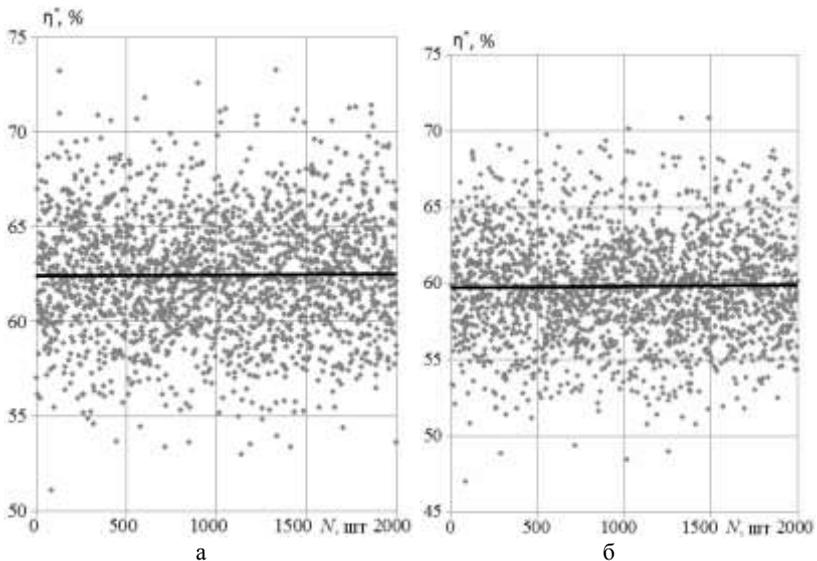


Рис. 7 – Значения комплексных критериев эффективности  $\eta^*$  для  $N$  комбинаций весовые коэффициентов  $\beta$  для ИДД: а – ИДД №33; б – ИДД №52.

Таким образом, усредненное значение комплексного критерия эффективности для ИДД № 33 равно 62,7 %, а для ИДД № 52 – 60 %. На рис. 8 представлены распределения магнитных полей в момент максимума ЭДУ для данных вариантов ИДД.

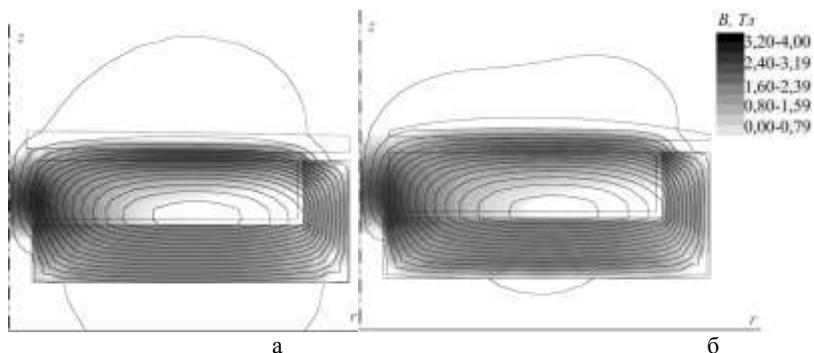


Рис.8 – Распределение магнитных полей в момент максимума ЭДУ для ИДД: а – № 33, б – № 52.

На рис. 9 показаны плотности тока и параметры ЭДУ для наиболее эффективного ИДД № 33. По сравнению с базовым вариантом (рис. 2) происходит увеличение времени действия на якорь ИДД положительного импульса ЭДУ  $t_{imp}$ , за счет чего на 35 % возрастает импульс ЭДУ.

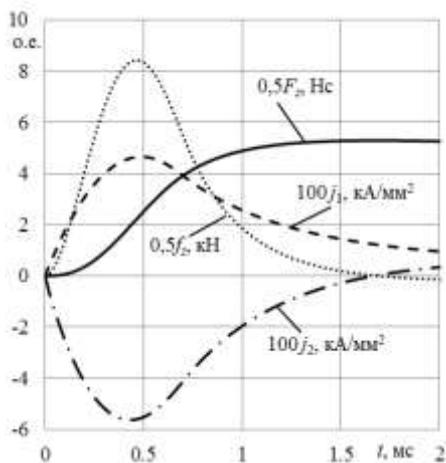


Рис. 9 – Плотности тока и параметры ЭДУ для ИДД № 33.

**Выводы.** Предложен метод выбора комбинации геометрических параметров элементов ИДД, основанный на введении комплексного критерия эффективности и оптимизационном подходе, при котором учитываются электродинамические, электромагнитные, скоростные, температурные показатели, массогабаритные параметры и магнитные поля рассеяния. Установлены варианты оптимальных комбинаций геометрических параметров элементов ИДД для заданных весовых коэффициентов и выделена среди них наиболее "универсальная" комбинация.

**Список литературы:** 1. *Болюх В.Ф., Олексенко С.В., Шукин И.С.* Влияние параметров ферромагнитного сердечника на эффективность индукционно-динамического двигателя // *Электротехника і електромеханіка*. – 2012. – № 6. – С. 20-27. 2. *Болюх В.Ф., Олексенко С.В.* Влияние конфигурации якоря на эффективность линейного электромеханического преобразователя // *Вісник НТУ "ХПИ"*. Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2012. – № 49. – С. 18-26. 3. *Болюх В.Ф., Олексенко С.В.* Синтез параметров индукционно-динамического двигателя // *Вісник НТУ "ХПИ"*. Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Харків: НТУ "ХПИ". – 2013. – № 15. – С. 93-104. 4. *Мазуренко М.И., Петухов В.А., Поводайло В.А.* и др. Электродинамический импульсный клапан для получения молекулярных пучков // *Приборы и техника эксперимента*. – 2002. – № 2. – С. 152-155. 5. *Кузнецов П.В., Толмачев Н.С., Харитонов В.Д.* и др. Индукционно-динамическая система очистки сушильного оборудования // *Молочная промышленность*. – 1989. – № 1. – С. 25-26. 6. *Анисимов Г.И.* Импульсные способы зачистки остатков смерзшихся грузов // *Промышленный транспорт*. – 1988. – № 2. – С. 22-25. 7. *Walls W.A., Weldon W.F., Pratap S.P.* et al. Application of electromagnetic guns to future naval platforms // *IEEE Transactions on Magnetics*. – 1999. – Vol. 35, № 1. – P. 262-267.

*Надійшла до редколегії 25.09.2013*



**Болюх Владимир Федорович**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера по специальности "Криогенная техника" в 1979 г., диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1987 и 2003 гг. Профессор кафедры "Общая электротехника" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2004 г. Научные интересы связаны с проблемами линейных электромеханических преобразователей импульсного действия, криогенных и сверхпроводящих электромеханических устройств.



**Омар Бенаисса**, к.т.н., доцент факультета научной инженерии университета МВВ, Бумердес, Алжир. Защитил диплом инженера по специальности электрические машины и аппараты Запорожского машиностроительного института в 1980 г. Диссертацию по специальности электрические машины и аппараты защитил в 1984 г. В Харьковском политехническом институте. Научные интересы связаны с электрическими машинами.



**Олексенко Сергей Владимирович**. Защитил диплом магистра в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт" в 2011 г. Аспирант кафедры общей электротехники НТУ "ХПИ". Научные интересы связаны с проблемами линейных электромеханических преобразователей импульсного действия.

### УДК 621.313:536.2.24:539.2

**Методика выбора параметров индукционно-динамического двигателя с ферромагнитным сердечником / Болюх В.Ф., Омар Бенаисса, Олексенко С.В.** // Вісник НТУ "ХПИ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПИ", 2013. – № 51 (1024). – С. 3-15. Бібліогр.: 7 назв.

Запропоновано метод вибору параметрів індукційно-динамічного двигуна з феромагнітним сердечником, заснований на введенні комплексного критерію ефективності, при якому враховуються електродинамічні показники, масогабаритні параметри і магнітні поля розсіювання. Для заданих критеріїв встановлено ряд ефективних конфігурацій параметрів індукційно-динамічного двигуна і вибрано найбільш універсальний.

**Ключові слова:** індукційно-динамічний двигун з феромагнітних сердечником, комплексний критерій ефективності, електродинамічні показники.

We propose a method for selecting the parameters of the dynamic induction-motor with a ferromagnetic core, based on the introduction of integrated criterion of efficiency, which takes into account the electrodynamic parameters, weight and size parameters and stray magnetic fields. For a given set of criteria a number of effective configuration parameters of induction- dynamic engine have determined and the most versatile of them is chosen.

**Keywords:** induction-dynamic engine with a ferromagnetic core, a comprehensive measure of effectiveness, the electrodynamic parameters.

*Л.П. ГАЛАЙКО*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ"

## **АНАЛИЗ ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ВЕНТИЛЬНО-ИНДУКТОРНОМ ДВИГАТЕЛЕ В РЕЖИМЕ ПОСТОЯНСТВА МОЩНОСТИ**

В статье рассматривается вопрос анализа влияния закона изменения управляющих параметров на характер переходных процессов в режиме постоянства мощности в вентильно-индукторном двигателе рудничного электровоза с помощью разработанных моделей для программы SIMULINK пакета программ Matlab. Приведены результаты расчетов на этих моделях для двигателя мощностью 27 кВт и частотой вращения 1215 об/мин.

**Ключевые слова:** вентильно-индукторный двигатель, переходной процесс, анализ, SIMULINK.

**Введение.** Режим постоянства мощности является одним из основных режимов двигателей для транспортных установок. Разработке и исследованию этого режима работы вентильно-индукторного двигателя (ВИД) для рудничного электровоза посвящены работы [1, 2, 3]. В работе [1] предложено 4 способа регулирования для обеспечения данного режима (фазовое регулирование, изменение величины питающего напряжения, изменение числа витков, использование подмагничивания). В работе [2] проведен анализ 2 способов (фазовое регулирование и изменение числа витков путем переключения соединения катушек фазы с последовательного на параллельное). В этих работах отсутствует анализ переходного процесса от одного режима работы к другому.

В работе [3] проведен анализ переходных процессов в режиме постоянства мощности с использованием фазового регулирования. Закон изменения углов включения и отключения  $\Theta_{on}$  и  $\Theta_{off}$  (углов между полюсами статора и ротора, при которых включаются и отключаются транзисторы, подающие напряжение на катушки фаз) задавался в блоке Lookup Table (n-D) в субмодели, приведенной на рис. 2 [3]. При задании закона за основу были взяты результаты расчета, приведенные в табл. 1 в работе [2] и на рис. 3 в работе [3]. Однако, расчеты показали, что закон изменения углов, полученный для установившихся режимов, не обеспечивает режим постоянства мощности в переходных режимах и его необходимо корректировать. Результат расчета, приведенный на рис. 6 в работе [3], получен для скорректированного закона, однако этот результат нельзя считать удовлетворительным.

**Цель работы.** С помощью разработанной автором модели провести расчеты переходных процессов при изменении момента нагрузки двигателя, в которых с помощью фазового регулирования должен обеспечиваться режим постоянства мощности с минимальной погрешностью.

**Описание расчетного эксперимента.** Исследования проведены на примере четырехфазного ВИД мощностью 27 кВт, частотой вращения 1215 об/мин, спроектированного для привода рудничного электровоза на базе двигателя постоянного тока, который выпускается серийно. На рис. 1, 2, 3 приведены графики, иллюстрирующие результаты эксперимента.

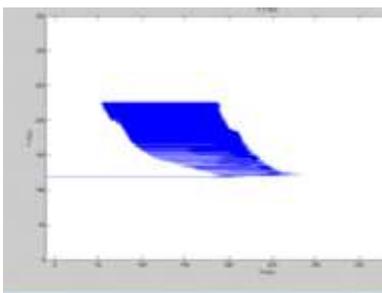


Рис. 1 – Зависимость скорости от момента при изменении момента нагрузки от номинального 220 Н.м до 112 Н.м при использовании закона регулирования углов для установившегося режима.

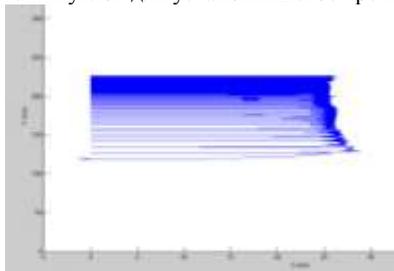


Рис. 2 – Зависимость скорости от средней мощности при изменении момента нагрузки от номинального 220 Н.м до 112 Н.м при использовании закона регулирования углов для установившегося режима.

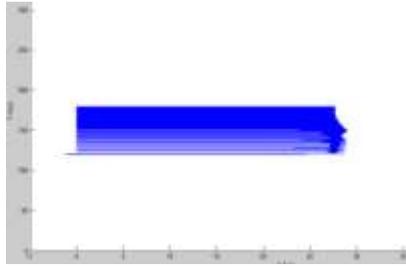


Рис. 3 – Зависимость скорости от средней мощности при изменении момента нагрузки от номинального 220 Н.м до 150 Н.м при использовании закона регулирования углов для переходного режима.

**Анализ результатов.** Как следует из рис. 1, 2 при использовании закона регулирования угла включения для установившихся режимов при уменьшении момента нагрузки в конце процесса мощность становится меньше номинальной  $P=25,14$  кВт (номинальная мощность 27 кВт). На рис. 3 приведен график переходного процесса при регулировании угла включения по закону заданному для переходных процессов. Установившееся значение мощности  $P=26,95$  кВт отличается от номинальной на 0,185 %.

**Выводы.** Как показали расчеты, является возможным значительное повышение точности поддержания режима постоянства мощности. Требуется дальнейшее совершенствование закона регулирования с целью уменьшения длительности переходных процессов.

**Список литературы:** 1. *Л.Ф.Коломойцев* и др. Режимы работы тягового электропривода рудничного электровоза с трехфазным реактивным индукторным двигателем / Известия вузов. Электромеханика. № 2. 2002. 2. *Л.П. Галайко.* Формирование механической характеристики вентильно-индукторного двигателя рудничного электровоза. Вестник НТУ “ХПИ” 44’2009, с. 48-51. 3. *Галайко Л.П.* Имитационное моделирование режима постоянства мощности вентильно-индукторного двигателя рудничного электровоза. Вестник НТУ “ХПИ” 15’2013, Харьков, 2013, с. 105-109.

*Поступила в редколлегию 08.10.2013*



**Галайко Лидия Петровна**, доцент, кандидат технических наук. Защитила диплом инженера, диссертацию кандидата технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты соответственно в 1960 и 1969 гг. Доцент кафедры "Электрические машины" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 1975г. Научные интересы связаны с проблемами специальных электрических машин, в частности, вентильно-индукторных.

## УДК 621.313.2

**Анализ переходных процессов в вентильно-индукторном двигателе в режиме постоянства мощности / Галайко Л.П. // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 16-19. Бібліогр.: 3 назв.**

В статті розглядається питання аналізу впливу закону зміни керуючих параметрів на характер перехідних процесів в режимі постійної потужності вентильно-індукторного двигуна рудничного електровоза за допомогою розроблених моделей для програми SIMULINK пакета програм Matlab. Наведені результати розрахунків на цих моделях для двигуна потужністю 27 кВт та частотою обертів 1215 об/хв.

**Ключевые слова:** вентильно-індукторний двигун, перехідний процес, аналіз, SIMULINK.

In the paper the analysis of transient modes of operation in the regime of constant power of a switched reluctance motor of a miner electric locomotive in the SIMULINK/MATLAB is considered. The block diagrams for analysis and outcomes of calculations for a motor of power of 27 kW, rotation speed 1215 rev/min are presented.

**Keywords:** switched reluctance motor, transient modes of operation, analysis, SIMULINK.

**Н.Н. ЗАБЛОДСКИЙ**, д-р техн. наук, проф., проректор по учебной работе, ДонГТУ, Алчевск

**В.Е. ПЛЮГИН**, канд. техн. наук, доц., ДонГТУ, Алчевск

**В.В. СКРЫЛЬ**, аспирант, ДонГТУ, Алчевск

## **ПРОБЛЕМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ ДВУХМОДУЛЬНОГО ЭМПЭ С МАССИВНЫМ РОТОРОМ**

Рассмотрены особенности моделирования и проектирования машин с массивными роторами, проблемы создания двухмодульных конструкций ЭМПЭ, взаимного влияния полей различного рода и вопрос необходимости получения механических характеристик рабочей нагрузочно-охлаждающей среды.

**Ключевые слова:** моделирование, проектирование, двухмодульная конструкция, механические характеристики.

**Введение.** Активное развитие техники и технологий, начавшееся в XIX веке, продолжается и сегодня еще более активно. Энергосберегающие технологии и машины, имеющие повышенный КПД выходят на первый план. Создание энергосберегающих технологий имеет следующие главные направления:

- повышение КПД отдельных элементов системы преобразования энергии;
- повышение удельной мощности;
- создание многофункциональных устройств, в которых энергия системы практически полностью используется.

Для технологических систем, объединяющих процессы транспортировки, нагрева, перемешивания материалов, наиболее перспективен последний вариант.

Таким образом, объединением нескольких отдельных технологических процессов, соответственно с отдельными исполнительными органами, где большое количество энергии рассеивалось в виде тепла, был разработан единый полифункциональный ЭПМЭ (ПЭМП), где все технологические процессы выполняются в одном устройстве, а выделяемая тепловая энергия используется для обработки материала.

**Цель и задачи исследований.** Целью настоящей работы является проведения анализа особенностей конструктивного исполнения ПЭМП с массивным ротором, а также проблем, возникающих при моделировании и проектировании двухмодульной машины. Поставленные задачи являются приоритетным направлением будущих исследований.

© Заблодский Н.Н., Плюгин В.Е., Скрыль В.В., 2013

**Конструктивные и функциональные особенности.** В ПЭМП необходимо было выполнить несколько условий, для того чтобы обеспечить качественную обработку материала. Два из них, медленная скорость перемещения, ниже, чем у большинства машин, и повышенный нагрев, были выполнены нестандартным способом: разработан агрегат, имеющий модульную конструкцию из двигательных и тормозных модулей с внешним полым ротором-шнеком [1].

ПЭМП в отличие от традиционной асинхронной машин с массивным ротором имеет заметные отличия:

- внешний ротор выполнен из тонкостенного цилиндра, в котором глубина проникновения магнитного поля имеет тот же порядок, что толщина стенки;

- ротор является непосредственно исполнительным органом и не имеет выходного конца вала;

- температура стального ротора может достигать  $400^{\circ}\text{C}$ , что значительно влияет на его электрические и магнитные параметры; кроме того, из-за непосредственного контакта с рабочей нагрузочно-охлаждающей средой, расположенной неравномерно, значения этих параметров в разных частях ротора также сильно отличается;

- ПЭМП вследствие модульной конструкции с двигательным и тормозным модулями работающим в противовключении для получения низких частот вращения имеет разную глубину проникновения магнитного поля по оси ротора;

- наличие двигательного и тормозного статорных модулей с общим внешним полым ферромагнитным ротором усложняют как динамическое моделирование, так и решение задач их совместного проектирования. Значения скольжения необходимо определять в соответствии с выражением

$$S_T = \frac{p_T}{p_D} (1 - s_D) \pm 1, \quad (1)$$

где  $p_D, p_T$  – число пар полюсов соответственно ДМ и ТМ.

Знак "+" соответствует встречному, а "-" – согласному вращению магнитных полей ДМ и ТМ.

При подключении обмотки ДМ к трехфазной первичной сети с частотой  $f$ , образуется вращающееся  $2p_D$  – полюсное поле  $\Phi_D$ , под действием которого в массивном роторе протекают вихревые токи, создается асинхронный момент и ротор вращается с частотой  $n_p = n_1 (1 - s_D)$ , где  $n_1 = 60 f_1 / p_D$  и  $s_D$  – скольжение ДМ. Частота токов в роторе  $-f_{2D} = f_1 s_D$ .

При подключении к первичной сети статорной обмотки ТМ образуется  $2p_T$  – полюсное поле  $\Phi_T$ , которое наводит в массивном роторе ЭДС с частотой

$$f_{2T} = \frac{p_T}{60} (n_p \pm n_T) = \left[ \frac{p_T}{p_D} (1 - s_D) \pm 1 \right] f_1 = s_T \cdot f_1. \quad (2)$$

Скольжение  $s_T$  ТМ определяется выражением (1). Знак "+" в (1) и (2) соответствует встречному, а "-" – согласному вращению полей  $\Phi_D$  и  $\Phi_T$ .

Основное поле ЭТМП дополняется высшими гармониками  $n_1$  и таким образом формируется спектр полей в пространстве, где концентрируется в основном энергия магнитного поля ЭТМП, а именно – в воздушном зазоре.

**Проблемы и задачи проектирования.** При проектировании и моделировании ПЭМП приходится решать качественно новые задачи:

– при создании математической модели ПЭМП встает вопрос учёта взаимного влияния различного рода полей, как то теплового и электромагнитного. Создание математических моделей с учетом одновременно происходящих и взаимосвязанных электромагнитных, тепловых, механических и других процессов, весьма затруднительно по многим причинам [2], но в условиях, когда устройство является приводом, нагревателем, исполнительным органом, является фактически необходимостью.

– другим важным моментом в моделировании и проектирование ПЭМП является его нестандартное взаимодействие с нагрузкой, а именно рабочей нагрузочно-охлаждающей средой, роль которой в нашем случае выполняет сыпучий материал.

– моделирование влияния сыпучего материала, в зависимости от его собственных параметров (плотность, влажность, параметры внутреннего трения среды), на тепловое поле ПЭМП, а также создание условной механической характеристики нагрузки – дополнительные задачи моделирования ПЭМП.

В связи с этим можно выделить ряд направлений в решение проблем проектирования.

Исходя из назначения ПЭМП, очевидно, что необходимо выполнить предварительный расчет рабочей нагрузочно-охлаждающей среды:

– определить мощность необходимую для нагрева и сушки материала, которая будет зависеть от производственной мощности комплекса, входной и требуемой влажностью материала;

– рассчитать механическую мощность необходимую на перемешивание и транспортировку, исходя из количества сырья находящегося в ПЭМП в процессе работы и его механических свойств.

Определение механической мощности целесообразно делать на основе модели поведения сыпучего материала на шнеке на подобие гидродинамических моделей вязких сред.

Следующим этапом проектирования должно стать формирование проектной (номинальной) мощности. Фактическая электромагнитная мощность, передаваемая ротору, преобразуется в полезную механическую и тепловую с некоторыми добавочными потерями (рис. 1).

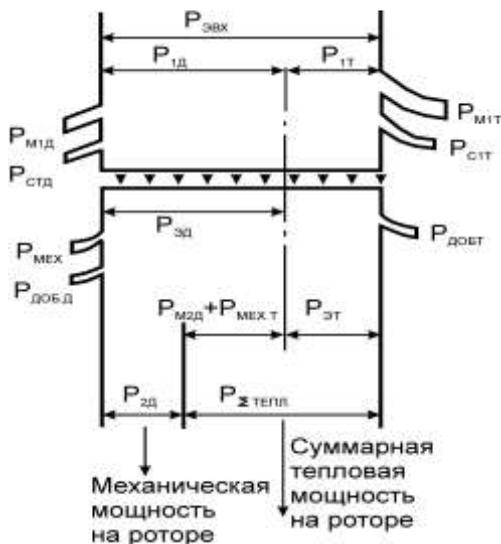


Рис. 1 – Энергетическая диаграмма преобразования активной мощности.

Особенности конструкции ротора, как исполнительного механизма, накладывает свой отпечаток на проектирование. Если размеры проводящего тела неограниченно большие, то электромагнитная волна затухает по закону  $A = A_m \cdot e^{-z/\Delta}$ , где  $A$  и  $A_m$  – текущее и максимальное значения составляющей поля;  $z$  – координата распространения электромагнитной волны;  $\Delta = \sqrt{2\rho/\omega\mu_a s}$  – эквивалентная глубина проникновения поля. То есть при  $z = \Delta$ ,  $A = 0,37 A_m$  [3]. Но из-за выполнения ротора в виде тонкостенного цилиндра характер распростра-

нения поля отличается: составляющие поля в материале ротора претерпевают многократные отражения от поверхностей и постепенно загухают. Наличие отраженной волны электромагнитного поля вызывает в полом роторе значительное увеличение реактивной мощности и уменьшение коэффициента мощности двигателя в целом [3].

Расчет цепи ротора можно производить с использованием схем замещения [4] в комбинации с решением дифференциальных уравнений. В [5] на основе модели обобщенной электрической машины, являющейся базовой для всех машин рода цилиндрических была получена математическая модель асинхронного двигателя с массивным ротором. Дальнейшая адаптация модели условиям задачи для полого ротора и двухмодульной системы и использование ее в системе автоматизированного проектирования должна обеспечить высокое качество расчета ПЭМП.

Одно из главных направлений энергосбережения в электроприводе – использование систем питания и регулирования скорости. Так как наше устройство исходно является электрической машиной, то сказанное применимо и к нему. При этом в практику входит учет использования системы питания и регулирования на стадии проектирования.

По завершению процесса проектирования целесообразно выполнить оптимизацию параметров ПЭМП. Программу оптимизации можно включить в систему автоматизированного проектирования. Целевой функцией может служить интегральный показатель эффективности устройства включающий стоимость производства, стоимость эксплуатации, удельную производственную мощность и т.д.

Необходимая производительность комплекса накладывает некоторые ограничения на диаметр и длину ротора, шаг и высоту винта шнека, угол наклона винта и т.д., но не в абсолютных величинах, а в виде взаимозависимости. Поэтому в процесс оптимизации нужно включать и исполнительный орган, шнек, где эти параметры будут варьироваться.

**Проблемы и задачи моделирования.** К проблемам моделирования относятся:

- модель двухмодульной системы;
- определение установившейся частоты вращения;
- регулирование (поддержание) скорости вращения при переменной нагрузке.

Прототип модели двухмодульной системы для исследования работы был показан и реализована в системе MatLab Simulink в [6], где основой была математическая модель на базе обобщенной электриче-

ской машины [5]. Однако в указанной модели не учтены особенности распределения электромагнитного поля в ПЭМП обусловленные его конструкцией, а именно взаимопроникновения полей двигательного и тормозного модулей через общий ферромагнитный ротор и вал. Поэтому необходимо дальнейшее совершенствование предложенной модели и определение картины поля в динамических режимах.

Определение установившейся частоты вращения при разной степени загрузки материала и разных его входных характеристиках важно ввиду необходимости определения степени его обработки и оценки выходных характеристик, так как они могут быть нестабильными, что недопустимо. В связи с этим возникает необходимость регулирования или просто поддержания скорости вращения при переменной нагрузке.

Регулирование и поддержание скорости при изменении нагрузки и параметров РНОС, а также безопасный пуск шнека при его предварительной загрузке или заштыбовке может обеспечить система частотного управления.

Для удешевления ПЭМП желательно использовать один частотный преобразователь для питания всех модулей, поэтому необходимо оценить тепловую и механическую мощность агрегата в таком режиме работы.

Конечным результатом работы над описанными выше проблемами должно стать создание многофакторной модели ПЭМП для исследования динамических режимов и полной математической модели в приложении для проектирования ПЭМП с автоматической программной оптимизацией конструкции.

### **Выводы.**

1. Определены проблемы в проектировании полифункциональных электромеханических преобразователей с внешним массивным ротором и задачи дальнейших исследований.

2. Проанализированы существующие работы по созданию теоретической базы машин с массивными, полыми роторами и решению проблем создания эффективных ПЭМП.

3. Предложены пути решения некоторых поставленных задач: изменение некоторых существующих подходов в проектировании и усовершенствование моделей устройства и процессов в нем; создание новых полнофакторных моделей; использование оптимизации устройств по многим параметрам при проектировании.

4. Результаты исследований, изложенных в настоящей работе, могут использоваться для дальнейшего определения действий в развитии теории и моделировании ЭМПЭ, а также непосредственно при проек-

тировании и оптимизации многомодульных ПЭМП с внешним ферромагнитным ротором.

**Список литературы:** 1. Пат. 5042 України, МКІ 7 F26B17/18. Шнековий сушильний апарат / М.М. Заблодський, В.М. Дорофеев, В.Ф. Шинкаренко та інші. – № 2001128244; Заявл. 03.12.2001; Опубл. 17.01.2005, Бюл. № 1. – 4 с. 2. Проблемы моделирования переходных электромагнитных процессов в асинхронных машинах / В.П.Вербовой, П.Ф.Вербовой // Технічна електродинаміка. Тем. випуск "Проблеми сучасної електротехніки", частина 2. – 2004. – С. 65-70. 3. Могильников В.С. Асинхронные электродвигатели с двухслойным ротором и их применение / В.С. Могильников, А.М. Олейников, А.Н. Стрельников. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 203 с. 4. Куцевалов В.И. Вопросы теории и расчета асинхронных машин с массивными роторами. – М. – Л.: Энергия, 1966. – 302 с. 5. Mathematical model of the induction motor with ferromagnetic rotor / N. Zablodskij, V. Pliugin, J. Lettl, S. Fligl, V. Skryl. – Slovakia, "Slovak Univ Technology", 2013. – 11 p. 6. Dynamic Simulation of the Double-Stator Induction Electromechanical Converter with Ferromagnetic Rotor / N. Zablodskij, V. Pliugin, J. Lettl, S. Fligl. – Istanbul, "Power Engineering", 2013. – 13 p.

*Поступила в редколлегию 19.09.2013*



**Заблодский Николай Николаевич**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера в Коммунарском горно-металлургическом институте в 1973 г. Диссертацию кандидата технических наук по специальности электрические машины и аппараты защитил в 1991 г в Московском горном институте. В 2008 г защитил диссертацию доктора технических наук в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт". Заведующий кафедрой "Электрические машины и аппараты" Донбасского государственного технического университета. С 2005 г занимает должность проректора по научной работе Донбасского государственного технического университета.

Научные интересы связаны с исследованиями полифункциональных электротепломеханических преобразователей энергии для энергосберегающих технологий.



**Плюгин Владислав Евгеньевич**, доцент, кандидат технических наук. Диплом инженера защитил в Донбасском горно-металлургическом институте в 2000 г. В 2004 г защитил диссертацию кандидата технических наук в Донецком национальном техническом университете по специальности электрические машины и аппараты.

Научные интересы связаны с объектно-ориентированным проектированием полифункциональных электротепломеханических преобразователей энергии. В настоящий момент состоит в докторантуре ДонГТУ, научный консультант Заблодский Н.Н.



**Скрыль Вячеслав Владимирович**, аспирант. Защитил диплом магистра в Донбасском государственном техническом университете в 2012 г.

Научные интересы связаны с объектно-ориентированным программированием, энергоэффективным взаимоинтегрированием технологий. В настоящий момент состоит в аспирантуре ДонГТУ, научный руководитель Плюгин В. Е.

### УДК 621.313

**Проблемы моделирования и проектирования двухмодульного ЭМПЭ с массивным ротором / Заблодский Н.Н., Плюгин В.Е., Скрыль В.В.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 20-27. Бібліогр.: 6 назв.

Розглянуті особливості моделювання і проектування машин з масивними роторами, проблеми створення двохмодульних конструкцій ЕМПЕ, взаємного впливу полів різного роду і питання необхідності отримання механічні характеристики робочого навантажувально-охолоджуючого середовища.

**Ключові слова:** моделювання, проектування, двохмодульна конструкція, механічні характеристики.

The features of modeling and designing machines with solid rotors, problem of creating two-module designs of the EMPE, reciprocal influence of various fields and problems the need to obtain the mechanical characteristics of the load-working coolant are considered.

**Keywords:** modeling, designing, two-module construction, mechanical properties.

*О.С. КИРИЧЕНКО*, канд. техн. наук, доц., МНАУ, Миколаїв

## **ПІДВИЩЕННЯ ЕНЕРГОЕФЕКТИВНОСТІ РОБОТИ ЕЛЕКТРОНАСОСНИХ АГРЕГАТІВ**

В статті проведений аналіз способів енергозбереження та підвищення енергоефективності роботи сучасних електронасосних агрегатів. Встановлено, що зменшення втрат потужності в вузлах тертя електронасосного агрегату з тригвинтовим насосом призводить до зменшення споживаної потужності приводного електродвигуна.

**Ключові слова:** енергоефективність, електронасосний агрегат, вузол тертя.

**Вступ.** Сучасний електронасосний агрегат типу 3В складається з приводного електродвигуна та виконавчого механізму, а саме тригвинтового насоса [1]. Тригвинтовий насос і електродвигун, як правило, конструктивно змонтовані на одній основі та мають муфтове з'єднання. Тригвинтові насоси призначені для перекачування неагресивних рідин, в тому числі нафтопродуктів, а також мінеральних масил.

Традиційний підхід в області гідромашинобудування при розгляді питань підвищення енергоефективності не передбачає урахування втрат в опорно-упорних вузлах тертя виконавчих механізмів електроприводів (тригвинтових насосах) і зводиться лише до аналізу втрат в проточній порожнині насоса.

Тому *актуальними* є способи аналізу енергозбереження та підвищення енергоефективності роботи сучасних електронасосних агрегатів, що враховують втрати потужності на тертя в опорно-упорних вузлах тертя, передбачають зниження цих втрат та підвищення ККД.

**Метою** статті є теоретичний аналіз робочих характеристик опорно-упорних вузлів тертя електронасосного агрегату типу 3В.

Робочі характеристики опорно-упорних вузлів тертя електронасосного агрегату типу 3В можуть бути отримані за допомогою залежностей, які отримані в роботах [2, 3]. Згідно цим залежностям виконано розрахунок вантажопідйомності та втрат потужності на тертя, температурного стану мастила та його витрат. Крім того, забезпечено підвищення енергоефективності роботи електронасосного агрегату типу 3В за рахунок збільшення його ККД.

**Математична модель розрахунку робочих характеристик опорно-упорного вузла тертя електронасосного агрегату.**

Основними розрахунковими формулами розрахунку робочих характеристик опорно-упорного вузла тертя електронасосного агрегату є рівняння балансу витрат і залежності для тисків і температур на виході з осьового зазору і зазору між робочими торцевими поверхнями п'яти і підп'ятника, що наведені в [2, 3]. Запропонований опорно-упорний вузол тертя представляє собою гвинтоканавочний підп'ятник. Конструктивно він складається з підп'ятника, який в електронасосному агрегаті типу ЗВ виконаний у вигляді стакану, та гладкої циліндричної п'яти, на боковій поверхні якої на відміну від базового варіанта виконана багатозахідна гвинтова нарізка. Геометрію опорно-упорного вузла тертя електронасосного агрегату наведено на рис. 1.

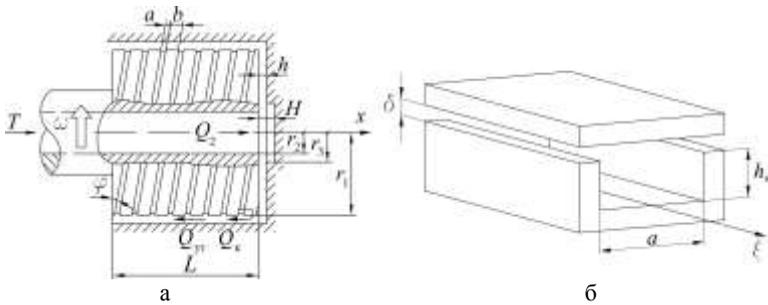


Рис. 1 – Геометрія опорно-упорного вузла електронасосного агрегату (а) і частина гвинтової канавки (б), в якій рухається мастильна рідина.

Опорно-упорний вузол тертя електронасосного агрегату описується залежностями роботи [3].

Рівняння балансу витрат мастила має вигляд:

$$Q_{yT} = Q_K + Q_2, \quad (1)$$

де  $Q_2$  – витрати мастила в осьовому каналі гвинта;  $Q_{yT}$  – витрати витоків мастила через радіальний кільцевий зазор;  $Q_K = z_H a q$  – витрати мастила в канавках;  $q$  – витрати, що віднесені до одиниці ширини канавки;  $z_H$  – число заходів гвинтової нарізки;  $a$  – ширина канавки.

Витрати витоків мастильної рідини через кільцевий зазор між боковими поверхнями п'яти і підп'ятника визначаються за формулою Дарсі:

$$Q_{\text{ут}} = \frac{\pi r_1 \delta^3 (p_1 - p_{\text{атм}})}{6\mu_{\text{ср}} L}, \quad (2)$$

де  $\mu_{\text{ср}}$  – середнє значення в'язкості мастила;  $r_1$  – радіус циліндричної п'яти;  $\delta$  – радіальний зазор;  $L$  – довжина п'яти;  $p_1$  – тиск на виході з канавок;  $p_{\text{атм}}$  – атмосферний тиск (на вході канавки).

Об'ємні витрати мастила  $Q_{\text{к}}$  розраховуються з рівності тисків на виході з канавок і з осьового зазору гвинтоканавочного підп'ятника.

Тиск на виході з канавки  $p_1$  визначається за формулою:

$$p_1 = p_{\text{атм}} + \frac{M_4 L}{h_{\text{к}}^3 \alpha M_3} \ln \left( 1 + \frac{\mu_0 \alpha M_3 l}{M_4} \right), \quad (3)$$

де  $M_3 = N^2 + 12(h_{\text{к}} \omega r_1 \cos \varphi)^2$ ;  $M_4 = 12q\rho c h_{\text{к}}^3 = 12 \frac{Q_{\text{к}}}{z_{\text{н}} a} \rho c h_{\text{к}}^3$ ;

$$N = 6(\omega r_1 h_{\text{к}} \cos \varphi - 2q) = 6 \left( \omega r_1 h_{\text{к}} \cos \varphi - 2 \frac{Q_{\text{к}}}{z_{\text{н}} a} \right); \quad \omega = \frac{\omega_0}{1 + \beta};$$

$\omega_0$  – кутова швидкість обертання п'яти;  $\rho$ ,  $c$  – густина та питома теплоємність мастила відповідно;  $h_{\text{к}}$  – глибина канавки;  $\varphi$  – кут підйому гвинтової лінії;  $l$  – довжина гвинтової лінії.

Тиск мастила, що рухається в зазорі між робочими торцевими поверхнями п'яти і підп'ятника, на зовнішньому радіусі  $r_1$  п'яти врівноважує протитиск (3) на виході з канавки п'яти і описується залежністю:

$$p_1 = p_3 - \frac{\rho c}{\alpha} \ln \left( 1 + \frac{6\alpha Q_2 \mu_3 \ln \frac{r_1}{r_3}}{\pi h^3 \rho c} \right), \quad (4)$$

де  $p_3$ ,  $\mu_3$  – відповідно тиск і коефіцієнт динамічної в'язкості мастила на радіусі  $r_3$  (рис. 1) п'яти;  $h$  – товщина мастильної плівки в несучому осьовому зазорі підп'ятника.

Тиск на радіусі  $r_3$  розраховується за формулою, аналогічною формулі (4):

$$p_3 = p_2 - \frac{\rho c}{\alpha} \ln \left( 1 + \frac{6\alpha Q_2 \mu_2 \ln \frac{r_3}{r_2}}{\pi H^3 \rho c} \right),$$

де  $p_2$ ,  $\mu_2$  – відповідно тиск і коефіцієнт динамічної в'язкості мастила на виході з осьового каналу, що виконаний в гвинті;  $r_2$  – радіус осьового каналу гвинта;  $H$  – товщина мастильної плівки в кільцевій камері.

Слід зазначити, що величина  $p_2$  приблизно дорівнює тиску мастила в напірному патрубку тригвинтового насоса, а  $\mu_2 \approx \mu_0$ .

Порівнянням правих частин виразів (3) і (4), отримаємо з урахуванням (1) наступне рівняння для визначення витрат  $Q_K$ :

$$p_3 - \frac{\rho c}{\alpha} \ln \left( 1 + \frac{6\alpha Q_2 \mu_3 \ln \frac{r_1}{r_3}}{\pi h^3 \rho c} \right) = p_{\text{атм}} + \frac{M_4 L}{h_K^3 \alpha M_3} \ln \left( 1 + \frac{\mu_0 \alpha M_3 l}{M_4} \right). \quad (5)$$

Середнє значення в'язкості  $\mu_{\text{ср}}$  розраховується за експоненціальною залежністю:

$$\mu_{\text{ср}} = \mu_0 e^{-\alpha(\Theta - \Theta_0)}, \quad (6)$$

де  $\alpha$  – температурний коефіцієнт в'язкості;  $\Theta$  – середньокалориметрична температура мастила по контуру торця плоскої поверхні п'яти;  $\Theta_0$  – температура мастила на вході в канавки.

Середньокалориметрична температура мастила по контуру торця плоскої поверхні п'яти визначається за формулою:

$$\Theta = \frac{\Theta'_1 Q_K + \Theta''_1 Q_2}{Q_K + Q_2}, \quad (7)$$

де  $\Theta'_1$ ,  $\Theta''_1$  – відповідно температура мастила на виході змащувальної рідини з канавок і осьового зазору.

Температури  $\Theta'_1$  і  $\Theta''_1$  розраховуються за формулами:

$$\Theta'_1 = \frac{1}{\alpha} \ln \left( 1 + \mu_0 \alpha \frac{M_3}{M_4} l \right) + \Theta_0; \quad (8)$$

$$\Theta''_1 = \frac{1}{\alpha} \ln \left( 1 + \frac{6\alpha Q_2 \mu_2 \ln \frac{r_1}{r_2}}{\pi h^3 \rho c} \right) + \Theta_0. \quad (9)$$

За отриманими виразами (2), (3) і (5), можна визначити за формулою (1) об'ємні витрати змащувальної рідини  $Q_2$ , що необхідні для розрахунку середньокалориметричної температури (7).

Вантажопідйомність опорно-упорного вузла тертя електронасосного агрегату може бути обчислена за формулою:

$$T_1 = 2\pi \left( p_2 \frac{(r_1^2 - r_3^2)}{2} - \frac{\rho c}{\alpha} I_3 \right) + \pi (r_3^2 - r_2^2) p_2, \quad (10)$$

$$\text{де } I_3 = \int_{r_3}^{r_1} r \ln \left( 1 + \frac{6\alpha Q_2 \mu_3 \ln \frac{r}{r_3}}{\pi h^3 \rho c} \right) dr - \text{інтеграл, що не виражається через}$$

елементарні функції;  $r_3$  – радіус кільцевої камери (див. рис.1).

Потужність втрат на тертя в опорно-упорному вузлі електронасосного агрегату визначається залежністю:

$$P = \mu_1^* \left( \frac{S_1}{\delta} + \frac{S_2}{\delta + h_k} \right) (r_1 \omega)^2 + \frac{\pi \mu_2^* \omega^2}{2h} (r_1^4 - r_3^4) + \frac{\pi \mu_2^* \omega^2}{2H} (r_3^4 - r_2^4), \quad (11)$$

де  $\mu_1^*$ ,  $\mu_2^*$  – відповідно середня в'язкість мастила в радіальному та осьовому зазорах підп'ятника;  $S_1 = z_H b l$  – загальна площа виступів п'яти;  $b$  – ширина канавки;  $S_2 = z_H a l$  – загальна площа канавок п'яти.

Перший доданок в цій формулі характеризує втрати потужності на тертя в радіальному, а другий і третій – в осьовому зазорах підп'ятника.

У відповідності з приведеними залежностями (1)-(11) робочі характеристики опорно-упорного вузла електронасосного агрегату визначаються за алгоритмом, який наведений в роботі [3].

Про підвищення енергоефективності роботи електронасосного агрегату з запропонованим опорно-упорним вузлом тертя в тривинтовому насосі свідчить підвищення ККД порівняно з базовим варіантом. Чисельно ККД можна оцінити за допомогою наступної формули:

$$\eta = \frac{N_c}{N_c - N_B} \eta_{\text{прот}}, \%,$$

де  $N_c$  – споживана потужність, Вт;  $N_B$  – потужність втрат, Вт;  $\eta_{\text{прот}}$  – ККД базового варіанту.

**Результати розрахунку та їх аналіз.** Порівняльні розрахунки виконувались для опорно-упорних вузлів тертя з циліндричною п'ятою з гвинтовою нарізкою і без нарізки стосовно електронасосного агрегату типу 3В з наступними вихідними даними: довжина циліндричної п'яти  $L=60$  мм; кут підйому гвинтової нарізки на п'яті  $\varphi=10^\circ$ ; глибина канавки  $h_k=0,3$  мм; ширина канавки  $a=1,5$  мм; ширина виступу  $b=3$  мм; радіус основи п'яти  $r_1=25$  мм; радіус центральної камери  $r_3=12$  мм; раді-

ус осевого канала гвинта  $r_2=7$  мм; глибина центральної камери  $H=5$  мм; коефіцієнт динамічної в'язкості мастила  $\mu_0=0,0225$  Па·с при температурі  $\Theta_0=25$  °С; добуток густини на питому теплоємність мастила  $\rho c=0,176 \cdot 10^7$  Дж/(м<sup>3</sup>·°С); температурний коефіцієнт в'язкості  $\alpha=0,026$  1/°С; коефіцієнт місцевого гідравлічного опору  $k=1$ ; число заходів гвинтової нарізки  $z_H=5$ ; частота обертання ведучого вала тригвинтового насоса  $n=1500$  об/хв; тиск мастила в центрі п'яти  $p_2=0,8$  МПа; атмосферний тиск  $p_{\text{атм}}=0,101$  МПа.

Робочі характеристики витрат витоків  $Q_{\text{ут}}$  через кільцевий зазор та середньокалориметричної температури  $\Theta$  для  $\delta=25$  мкм від осевого зазору  $h$  приведені на рис. 2.

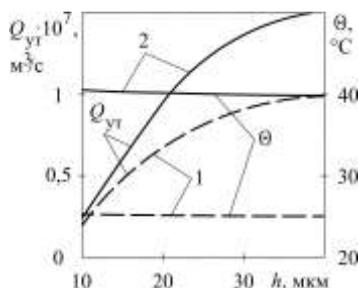


Рис. 2 – Залежність витрат витоків  $Q_{\text{ут}}$  через кільцевий зазор та середньокалориметричної температури  $\Theta$  для  $\delta=25$  мкм від осевого зазору  $h$ :

- 1 – опорно-упорний вузол тертя з гладкою п'ятою (пунктирні лінії);
- 2 – опорно-упорний вузол тертя з п'ятою, на якій виконана гвинтова нарізка (суцільні лінії).

З наведених кривих видно, що витрати витоків через кільцевий зазор в запропонованому опорно-упорному вузлі тертя з гвинтовою нарізкою на боковій поверхні циліндричної п'яти збільшуються зі збільшенням  $h$ , внаслідок росту тиску по контуру п'яти  $p_1$  витрати витоків  $Q_{\text{ут}}$  в запропонованому опорно-упорному вузлі тертя на декілька порядків більші ніж в базовому вузлі (див. лінії 1, 2 для  $Q_{\text{ут}}$  на рис. 2). Проте ці витрати залишаються порівняно малими і не забезпечують помітного зниження температури мастила в радіальному зазорі (див. лінії 1, 2 для  $\Theta$  на рис.2).

Максимальна середньокалориметрична температура мастила  $\Theta$  запропонованого опорно-упорного вузла тертя зі збільшенням  $h$  приблизно на 16 °С вище найбільшої температури змащувальної рідини базового опорно-упорного вузла тертя електронасосного агрегату.

Проте вона не перевищує допустимих значень 90-100 °С для різних сортів мастила.

З наведених на рис. 3 кривих випливає, що вантажопідйомність  $T$  запропонованого опорно-упорного вузла тертя для заданого установочного зазору  $\delta=25$  мкм збільшується лише на 10 % в порівнянні з базовим варіантом (див. лінії 1, 2 для  $T$  на рис. 3). Це зростання вантажопідйомності з наступною стабілізацією пояснюється тим, що зі зростанням товщини  $h$  тиск в осьовому зазорі зростає і досягає значення  $p_2$ .

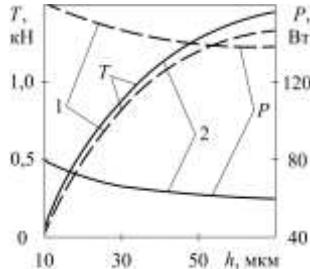


Рис. 3 – Залежність вантажопідйомності  $T$  та втрат потужності на тертя  $P$  для  $\delta=25$  мкм від осьового зазору  $h$ : 1 – опорно-упорний вузол тертя з гладкою п'ятою (пунктирні лінії); 2 – опорно-упорний вузол тертя з п'ятою, на якій виконана гвинтова нарізка (суцільні лінії).

Втрати потужності на тертя в запропонованому опорно-упорному вузлі тертя приблизно в 2,2 рази менші, ніж в базовому вузлі, за цих умов розглядувані криві залишаються еквідистантними та зі зростанням  $h$  незначно зменшуються (див. лінії 1, 2 для  $P$  на рис. 3).

Слід зазначити, що робочі характеристики, насамперед, для вантажопідйомності  $T$  та втрат потужності на тертя  $P$ , які були отримані в даній роботі, свідчать про більш кращі умови роботи вузла тертя електронасосного агрегату типу 3В порівняно з результатами роботи [3].

Обчислимо ККД електронасосного агрегату:

$$\eta = \frac{N_c}{N_c - N_{\text{п}}} \eta_{\text{прот}} = \frac{14000}{14000 - 80} 69\% \approx 69,4\% .$$

Таким чином, виконі дослідження дозволили встановити, що при використанні запропонованого опорно-упорного вузла тертя в електронасосному агрегаті втрати потужності на тертя в цьому вузлі зменшуються в 2,2 рази, що призводить до збільшення ККД електронасосного агрегату приблизно на 0,4 % до значення  $\eta=69,4$  %.

**Висновки.**

1. Виконані дослідження з підвищення енергоефективності роботи електронасосного агрегату типу ЗВ.

2. Визначено, що застосування запропонованого опорно-упорного вузла тертя в електронасосному агрегаті дозволяє зменшити втрати потужності на тертя в опорно-упорному вузлі в 2,2 рази, ККД агрегату збільшився приблизно на 0,4 %.

**Список літератури:** 1. Балденко Д.Ф. Винтовые насосы / Д.Ф. Балденко, М.Г. Бидман, В.Л. Калишевский и др. – М.: Машиностроение, 1982. – 224 с. 2. Хлопенко Н.Я. Статические характеристики винтоканавочного подпятника / Н.Я. Хлопенко, А.С. Кириченко // Судовые энергетические установки: научно-технический сборник. Вып. 26. – Одесса: ОНМА, 2010. – С. 20-29. 3. Кириченко А.С. Сравнительный анализ характеристик гидростатических подпятников с гладкой цилиндрической пятой и с винтовой нарезкой на ее поверхности / А.С. Кириченко // Проблемы трибологии (Problems of tribology). – Хмельницький, 2011. – № 2(60). – С. 96-102.

Надійшла до редколегії 20.09.2013



**Кириченко Олександр Сергійович**, кандидат технічних наук. Захистив диплом магістра з відзнакою за напрямом "Електромеханіка" в 2004 р., кандидатську дисертацію в 2012 р. у Харківському національному технічному університеті сільського господарства ім. Петра Василенка. Працює на посаді в.о. доцента кафедри електротехнологій і електропостачання. Наукові інтереси пов'язані з проблемами підвищення енергоефективності електроприводів, системами керування електроприводів для електротехнологій.

УДК 621.891

**Підвищення енергоефективності роботи електронасосних агрегатів / Кириченко О.С. // Вісник НТУ "ХПІ".** Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 28-35. Бібліогр.: 3 назв.

В статтю проведено аналіз способів енергосбереження і підвищення енергоєфективності роботи сучасних електронасосних агрегатів. Установлено, що зменшення потерь потужності в вузлах тертя електронасосного агрегата з трьохвинтовим насосом приводить к зменшенню споживаної потужності приводного двигателя.

**Ключевые слова:** енергоєфективність, електронасосний агрегат, вузол тертя.

This paper analyzes ways of energy saving and energy efficiency increase of present-day electric motor pump. It is determined that the reduction of power losses in friction units of electric motor pump with three-screw pump reduces the power consumption of the drive motor.

**Keywords:** energy efficiency, electrical pump aggregate, friction unit.

**В.В. КУЗЬМИН**, д-р техн. наук, проф., гл. специалист  
АО "ЭЛТА", Харьков

**В.В. ШЕВЧЕНКО**, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ"

**В.С. ШПАТЕНКО**, аспирант, НТУ "ХПИ"

## **ОСОБЕННОСТИ СИЛОВЫХ ВЗАИМОДЕЙСТВИЙ В АКТИВНОЙ ЗОНЕ ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА**

На основе нового подхода к расчету электродинамических сил, возникающих в активной зоне, т.е. в обмотках и сердечнике однофазного трансформатора, выполнен анализ величины механических нагрузок, действующих на обмотки обычного и "сверхпроводящего" трансформатора.

**Ключевые слова:** трансформатор, механические нагрузки, действующие на обмотку.

**Введение.** Переходные процессы в трансформаторах возникают, как и в обычной электрической цепи, содержащей индуктивность, при всевозможных коммутациях, служащих причиной изменения токов в обмотках трансформаторов. Решить задачу о рассмотрении переходных процессов в трансформаторах при всяких изменениях их нагрузок можно с общих позиций рассмотрения переходных процессов в электрических цепях. Однако наиболее интересные процессы имеют место при подключении трансформатора к сети и при коротком замыкании на зажимах вторичной обмотки. При этом, как известно, необходимо составить и решить систему дифференциальных уравнений в мгновенной форме для цепей трансформатора. В то же время решение таких уравнений достаточно громоздко. При несинусоидальном несимметричном напряжении питания в воздушном зазоре появляются спектры временных гармоник.

При больших нагрузках тонкие листы шихтованного магнитопровода теряют устойчивость и коробятся. Для увеличения механической устойчивости кромки магнитопровода иногда провариваются по специально выштампованным лункам. Стержни и ярма шихтованного магнитопровода стягивают (прессуются) и скрепляют (фиксируются) таким образом, чтобы обеспечивались необходимые форма и размеры поперечного сечения магнитопровода. Качество магнитопровода определяет надежность работы трансформатора, т.е. всего энергетического узла.

**Силовые взаимодействия в сердечнике однофазного транс-**

© Кузьмин В.В., Шевченко В.В., Шпатенко В.С., 2013

**форматора.** Анализ статистики отказов трансформаторов показывает, что основными причинами повреждений являются:

- наличие локальных дефектов в главной и продольной изоляции, приводящих к возникновению и развитию электроразрядных процессов;

- наличие механических деформаций обмоток и магнитопроводов в результате электродинамических воздействий от протекания токов при КЗ, переходных, а иногда и номинальных, процессах.

Следовательно, основное внимание при анализе эксплуатации следует уделять:

- 1) маслосборной изоляции высокого и низкого напряжения (ВН и НН), витковой изоляции обмоток;

- 2) наличию тепловых (электрических) явлений в магнитной системе и контактах;

- 3) состоянию вводов, защитных систем, заземляющих устройств и РПН;

- 4) состоянию системы охлаждения.

В настоящее время необходимо вести все расчеты с определением надежности работы трансформаторов и с определением вероятности продолжительности их службы, что позволит оценить допустимость эксплуатации по состоянию трансформатора в целом на основе данных о потоках отказов на рассматриваемом энергетическом предприятии.

Возможность использования парка трансформаторного оборудования с учетом динамики эксплуатационной надежности следует вести по показателям:

- вероятность наступления финальной аварии для каждого трансформатора на разных промежутках времени. (Финальной аварией мы называем технологические нарушения, в результате которых трансформаторное оборудование становится неремонтопригодным);

- вероятность наступления финальных аварий на выбранных сочетаниях трансформаторов на разных промежутках времени;

- вероятная (с заданной вероятностью) продолжительность службы каждой трансформаторной единицы в зависимости от срока его работы и параметров потока технологических отказов;

- ожидаемый ущерб от наступления финальных аварий в заданной группе трансформаторов.

Результаты расчетов, основанные на статистических данных, собранных за последнее десятилетие, показывают, что результаты, получаемые на основе расчетных способов, соответствуют данным эксплуатации, [1, 2].

Теоретические расчеты во многом определяются известными математическими моделями трансформатора. Но существуют отказы, которые не укладываются в известные модели. Так, например, вопросы "отпуска" (ослабления прессовки) сердечников трансформаторов не находят объяснения.

Рассмотрим механические нагрузки, которые действуют на обмотки и сердечник трансформатора при протекании по обмоткам переменного тока.

Как показано в [3], соленоид цилиндрической формы с радиусом поперечного сечения  $R$  при длине  $L \gg R$  в центральной части генерирует магнитное поле с параметрами:

$$\begin{aligned} B &= \mu_0 i \text{ при } \rho < R, \\ B &= 0,5\mu_0 i \text{ при } \rho = R, \\ B &= 0 \text{ при } \rho > R, \end{aligned} \quad (1)$$

где  $\rho$  – радиальная координата,  $i$  – поверхностная плотность тока проводимости в обмотке или связанного тока в ферромагнетике.

При этом, независимо от природы тока  $i$ , на поверхности соленоида возникает давление внутреннего распора

$$\bar{p}_R = 0,5\mu_0 i^2 \bar{e}_\rho \quad (2)$$

Проведем рассмотрение этих сил для конкретных конструкций обмоток трансформаторов.

**1. Два коаксиальных соленоида** (обмотки трансформаторов), рис. 1. Для пары концентрических соленоидов с обмотками  $w_1(R_1, i_1)$  и  $w_2(R_2, i_2)$  давления внутреннего распора

$$\begin{aligned} p_1 &= 0,5\mu_0 i_1^2 \\ p_2 &= 0,5\mu_0 i_2^2 \\ p_{21} &= \mu_0 i_1 i_2 \\ p_{12} &= 0 \end{aligned} \quad (3)$$

Если  $i_1 = i_2$ , то  $p_1 + p_{21} > p_2$  (4) что не является нарушением III закона Ньютона, и для рассматриваемой неконсервативной системы этот закон не приемлем.

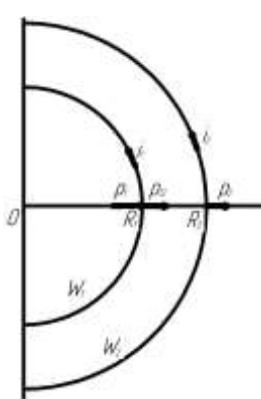


Рис. 1 – Эскиз пары соленоидов.

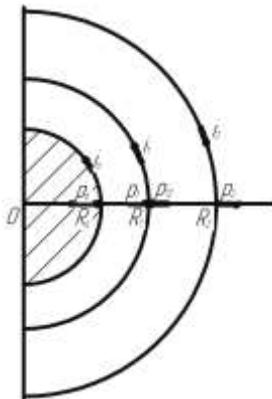


Рис. 2 – Схема поперечного сечения трансформатора.

**2. Ядро трансформатора с магнитным сердечником.** На рис. 2 представлена классическая конструкция схемы поперечного сечения такого трансформатора с двумя облаками  $w_1$  и  $w_2$ .

Здесь основную "нагрузку" по генерации магнитного поля берет на себя ферромагнетик. Например, при  $B_a = 1,6$  Тл  $\mu = 1500$  Гн/м, т.е. при этом  $i_a = B_a / \mu_0 = 1360$  кА/м.

Напряженность поля намагничивания при этом равна

$$H_0 = 1360/1500 = 0,8 \text{ кА/м} \quad (5)$$

Для примера и для качественного анализа силовых взаимодействий (определения давления внутреннего распора) рассмотрим трансформатор с параметрами  $S = 400$  МВА,  $U_1 = 24$  кВ с геометрическими параметрами  $D_a = 10$  м;  $L_a = 2 \cdot 2$  м;  $L_0 = 8$  м;  $S_a \approx 0,71$  м<sup>2</sup>.

В однофазном исполнении  $U_\phi = 24/\sqrt{3} = 13,9$  кВ,  $I_\phi = 400/24 = 16,7$  кА

Число витков первичной обмотки

$$w_1 = \frac{13900}{222 \cdot 1,5 \cdot 0,71} = 55.$$

Рассчитаем значение МДС:  $F_0 = L_0 \cdot H_0 = 6,4$  кА,

$$I_0 = \frac{F_0}{w_1} = \frac{6400}{55} = 116,4 \text{ А}, \text{ что составляет около } 0,7\% \text{ от номинального}$$

тока.

С учетом потерь в стали  $i_0 < 2\%$ . В наших расчетах можно считать, что  $I_1 \approx I_2$ , т.е. при одинаковой схеме соединения обмоток

$$i_1 = i_2 = 230 \text{ кА/м}. \quad (6)$$

Отдельные элементы давления внутреннего распора можно считать:

$$p_a = 0,5 \cdot \mu_0 \cdot 1,36^2 \cdot 10^{12} = 1024 \text{ МПа (10 атм.)}$$

$$p_1 = p_2 = 0,9 \cdot \mu_0 \cdot 2,3^2 \cdot 10^{10} = 36 \text{ МПа (0,36 атм.)}$$

$$p_{21} = \mu_0 \cdot i_1 \cdot i_2 = 2 \cdot p_1; \quad \Sigma p_1 = -p_1$$

Следует отметить, что при другом, так называемом, "сепаратном" – на отдельных стержнях, расположении обмоток на стержнях трансформатора

$$p_1^* = p_2^* = 4 \cdot p_1 = 1300 \text{ МПа (1,3 атм.)}$$

$$p_{12}^* = p_{21}^* = 0$$

### **3. Трансформатор без сердечника, со "сверхпроводящими" обмотками.**

Фактически мы предлагаем рассмотреть трансформатор без стального сердечника, что соответствует варианту выполнения трансформатора со сверхпроводящими обмотками.

Проведем исследование для сверхпроводящего трансформатора при условии сохранения геометрических размеров активной зоны и увеличения числа витков первичной обмотки пропорционально росту плотности тока в обмотке ( $\beta$ ), например  $\beta = 10$ .

В этом случае ток х.х. составит

$$I_0^* = \frac{\mu_r}{\beta} I_0 = \frac{1500}{10^2} 0,7 = 10,5 \%,$$

что вполне допустимо. Проблемы оптимизации конструкции активной зоны сверхпроводящего трансформатора выходят за рамки тематики настоящей статьи.

#### **Выводы.**

1. При расчете давления внутреннего распора, действующего на катушки и шихтованный сердечник трансформатора, необходимо учитывать конструкцию и расположение этих катушек.

2. При расчете усилий, действующих на обмотки и сердечник, необходимо учитывать действие внутренних электродинамических сил, [4].

3. При разработке конструкций традиционных и сверхпроводниковых трансформаторов необходимо учитывать действие электродинамических сил, приложенных, как к магнитопроводам, так и к обмоткам.

**Список литературы:** 1. *Васин В.П., Долин А.П.* Финальные аварии силовых трансформаторов и анализ эксплуатационной надежности трансформаторного парка // Новое в российской электроэнергетике. – 2013. – № 8. – С. 3-11.  
2. *Шевченко В.В.* Направления деятельности по обеспечению

энергоэффективности энергетики // Мир техники и технологий, № 5 (138), 2013. – С. 26-35. 3. Кузьмин В.В., Шпатенко В.С. К проблеме "нелокального" действия магнитного поля на обмотки электрических машин // Электроинформ, 2005. – № 4. – С. 14-15. 4. Кузьмин В.В., Ливищ А.Л., Шпатенко Т.В., Шпатенко В.С. Электромеханические процессы в шихтованных магнитопроводах крупных электрических машин – новый подход к описанию явлений и разработке мероприятий по предотвращению появления дефектов // Гидроэнергетика Украины, 2010. – № 4. – С. 27-31.

*Поступила в редколлегию 01.10.2013*



**Кузьмин Виктор Владимирович**, доктор технических наук, проф., лауреат Государственной Премии Украинской ССР в области науки и техники, кавалер "Ордена Дружбы народов", главный специалист АО "ЭЛГА". Защитил диплом инженера, диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1960, 1970 та 1984 гг.

Научные интересы связаны с электроэнергетикой и теоретическими основами электротехники.



**Шевченко Валентина Владимировна**, к.т.н., доцент, доцент кафедры "Электрические машины" НТУ "ХПИ". В 1977 г. в ХПИ защитила диплом инженера-физика. В 1981 защитила диссертацию в Ленинградском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты. Область научных интересов электроэнергетика, оптимизация параметров и технических характеристик турбогенераторов, нетрадиционная энергетика, сверхпроводимость.



**Шпатенко Виктор Сергеевич**, аспирант. Защитил диплом магистра в Национальном техническом университете "Харьковский политехнический институт" в 2010 г.

Научные интересы связаны с исследованием электромагнитных и силовых процессов в крупных синхронных генераторах

**УДК 621.314.222**

**Особенности силовых взаимодействий в активной зоне однофазного трансформатора / Кузьмин В.В., Шевченко В.В., Шпатенко В.С. // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 36-42. Бібліогр.: 4 назв.**

На основі нового підходу до розрахунку електродинамічних сил, які виникають в активній зоні, тобто в обмотках і сердечнику однофазного трансформатора, виконали аналіз величини механічних навантажень, що діють на обмотки звичайного і "надпровідного" трансформатора.

**Ключові слова:** трансформатор, механічні навантаження, що діють на обмотку.

On the base of a new approach for the calculation of electrodynamic forces calculation that arise in the active zone i.e. in windings and in the core of the single-phase transformer, the analysis of mechanical loads acting on the coils of ordinary and "superconducting" transformer is performed.

**Keywords:** transformer, mechanical loads acting on the winding.

*Г.В. КУЛИНЧЕНКО*, канд. техн. наук, доц., СумГУ, Сумы

*В.А. БАГУТА*, аспирант, СумГУ, Сумы

*А.Г. КОРОБОВ*, студент, СумГУ, Сумы

## **ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК МЕХАТРОННОГО МОДУЛЯ НА БАЗЕ ШАГОВОГО ДВИГАТЕЛЯ**

Изложен подход к построению системы, обеспечивающей дозирование полимерной композиции при отливе полимерной пленки на подложку. Математическая модель канала дозирования на базе шагового двигателя представляется мехатронным модулем, что позволяет сформулировать требования к регулятору системы электропривода с учетом механических характеристик объекта управления.

**Ключевые слова:** мехатронный модуль, шаговый двигатель, управление электроприводом, полимерная пленка.

**Введение.** Успешность реализации заданных параметров системы управления электроприводом процесса отлива полимерных пленок [1] зависит от результатов моделирования системы дозирования полимерной композиции. Помимо решения задач разработки регулятора, обеспечивающего необходимые параметры процесса подачи полимерной композиции, при модернизации оборудования отлива полимерных пленок приходится оптимизировать конструктивно-технологические параметры этого оборудования. Подход к оптимизации параметров технологического оборудования, основанный на представлении объекта управления (ОУ) в виде мехатронного агрегата [2], позволяет сформулировать требования к параметрам электропривода дозирования на основании обобщенного критерия управления, учитывающего взаимовлияние технологических параметров, что позволяет повышать эффективность работы установки отлива пленок без усложнения системы управления электроприводом.

В процессе отлива пленок выдвигаются достаточно жесткие требования к стабильности дозирования, так как отклонения подачи композиции в фильеру приводят к нарушению физико-механических свойств полимерной пленки.

Специфичный состав полимерной композиции не позволяет в качестве аппарата привода использовать двигатель постоянного тока. Построение электропривода дозирования малых расходов нитроцеллюлозных композиций на базе асинхронного двигателя также вызыва-

ет затруднения, связанные с нестационарностью объекта и инерционными запаздываниями в нем.

Альтернативой известным аппаратам электропривода является шаговый двигатель (ШД), который в последнее время получает все большее распространение в системах управления и регулирования вследствие имеющихся возможностей реализации микропроцессорных систем управления.

Современные подходы к дозированию малых расходов предполагают отказ от пассивных методов стабилизации заданных параметров. Более перспективными представляются активные методы стабилизации, которые позволяют адаптироваться к изменяющимся параметрам процесса и получать пленки с заданными физико-механическими параметрами.

**Постановка задачи исследований.** При рассмотрении задачи автоматизации процесса непрерывного дозирования полимерной жидкости в установленном технологическим регламентом количестве, главным вопросом остается обеспечение равномерности течения композиции при заданной динамике процесса. Не менее важным параметром системы дозирования является точность регулирования, поскольку от нее зависит качество отливаемой пленки.

Объемный насос-дозатор, применяемый в рассматриваемом ОУ, работает при значительном противодействии, которое возникает при течении композиции в фильтре [3]. Помимо необходимости получения требуемого давления, которое обеспечивается вращающим моментом используемого ШД, в процессе дозирования необходимо минимизировать воздействие пульсаций шестеренного насоса-дозатора.

В настоящее время расчет и конструирование дозирующих устройств базируется, в основном, на использовании детерминированных математических моделей, в которых ОУ не рассматривается в целом как сложная физико-механическая система. Соответственно, затруднительно оценить взаимосвязь режимов работы дозирующих устройств с характеристиками потока полимерной композиции в процессе отлива пленки.

Предметом исследования является оценка характеристик ОУ, в состав которого входит ШД.

*Актуальность исследований* определяется работами, в которых ШД используется в основном как позиционирующее устройство, которое обеспечивает требуемую точность перемещений и способность поддерживать стабильный механический момент.

Для процесса отлива полимерных пленок характерно изменение режимов дозирования, связанных с параметрами перемещения подложки, на которую отливается пленка. Несмотря на утверждения, что в системах, использующих ШД, нет необходимости в применении датчиков обратной связи, в мехатронных модулях при регулировании частоты вращения ШД обратная связь позволяет исключить режимы работы с критическими моментами ШД.

**Цель работы.** Сформулировать требования к регулятору системы электропривода системы дозирования с учетом механических характеристик ОУ, который обеспечит условия равномерного истечения раствора полимера из фильеры на подложку.

Поставленная задача решается на основе результатов моделирования, в процессе которого ОУ представляется набором передаточных функций звеньев системы. Такой подход позволяет в процессе моделирования решать задачу параметрической оптимизации объекта и исследовать различные режимы объекта, вплоть до подбора физико-химических параметров используемой композиции.

Дополнительной целью исследований является отработка методов управления режимами ШД, что позволит сократить затраты на разработку микроконтроллерной системы управления ШД.

**Разработка математической модели.** Структурная схема модуля дозирования (МД) полимерной композиции представлена на рис. 1.

Частота управляющих импульсов  $f_{ц}$ , поступающих с микроконтроллера, задает скорость вращения  $\omega$  НШ, соответственно, давление композиции  $P$  в трубопроводе и фильере, которое определяет значение расхода композиции  $Q$  через фильеру. От этого расхода и размера щели фильеры зависит толщина отливаемой полимерной пленки.

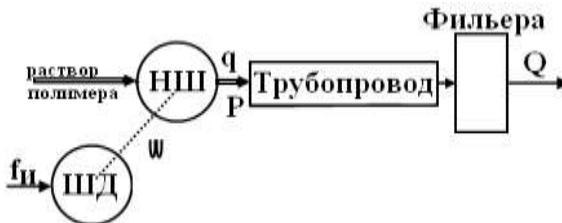


Рис.1 – Структурная схема МД.

Электромеханический модуль состоит из следующих функциональных узлов:

- приводной ШД;

- шестеренный насос (НШ);
- трубопровод;
- фильтра;

Таким образом для построения математической модели (ММ) рассматриваемого МД опишем передаточные функции узлов системы.

*Шаговый двигатель.* В общем случае функционирование ШД, представляющий собою дискретный синхронный двигатель, описывается уравнениями[4]:

$$J * \frac{d^2 \theta_p}{dt^2} + M_c = M_d ;$$

$$i_k R_k + \frac{d\psi_k}{dt} = U_k ,$$
(1)

где  $J$  – суммарный момент инерции, приведенный к валу ШД;  $M_c$  – суммарный момент нагрузки;  $M_d$  – электромагнитный вращающий момент ШД;  $\theta_p$  – угол поворота ротора;  $U_k, i_k, R_k, \psi_k$  – мгновенные значения напряжений, токов, электрического сопротивления и потокосцеплений  $k$ -го контура

Аналитически решить уравнения (1) проблематично, однако при необходимых упрощениях для конкретных конструкций ШД эти уравнения решаются численно, что и позволяет моделировать работу ШД в требуемых режимах. Учитывая периодичность изменения электромагнитного момента ШД  $M_d$  от угла поворота ротора, этот момент в результате разложения в ряд может быть представлен:

$$M_d = M_m \times \sin \gamma ,$$
(2)

где  $M_m$  – амплитуда электрического момента, а угол  $\gamma$  определяет угловое рассогласование ротора и статора электрических радианах.

Рассматривая значения момента ШД в различных режимах его работы обычно предполагают, что время достижения токами обмоток  $i_k$  установившихся значений много меньше, чем время отработки шага, поэтому в пределах шага токи можно считать постоянными. Однако при высоких частотах коммутации токи в обмотках могут не достигать установившихся значений, вследствие чего электромагнитный момент  $M_d$  ШД уменьшается. Чтобы обеспечить работоспособность системы дозирования, выбирается ШД с моментом, превосходящим момент нагрузки  $M_c$  во всех режимах работы модуля.

Уравнения движения ротора ШД, в которые входят электромеханические параметры ШД, позволяют разработать модель[5], предназначенную для изучения и прогнозирования динамических характери-

стик разрабатываемых приводов, в то же время вопрос влияния нелинейной нагрузки на эти характеристики остается открытым.

Помимо упомянутой, известны и другие модели ШД, в частности в среде MathCad [6], MATLAB [7], которые достаточно полно отображают электромагнитные и электромеханические процессы, при обработке перемещений ротора ШД, колебания скорости при этом не рассматриваются.

Тем не менее, во многих практических случаях электромеханическая постоянная времени объекта существенно превышает электромагнитную постоянную времени ШД. Анализ движения ротора с изменяющейся нелинейной нагрузкой показывает, что уравнения электрического равновесия ШД незначительно увеличивают точность моделирования [7], зато усложняют громоздкость и сложность модели. Поэтому при моделировании работы мехатронных модулей в большинстве случаев ограничиваются исследованием электромеханической части системы.

С учетом составляющих момента нагрузки  $M_c$ , которыми являются момент сухого  $M_f$  и вязкого трения  $D$ , вращательное движение ротора двигателя по переменной угла поворота  $\Theta_p$  описывается линейным дифференциальным уравнением второго порядка вида [8]:

$$J * \frac{d^2 \Theta_p}{dt^2} + D * d\Theta_p / dt + M_f = M_d - M_C . \quad (3)$$

Учитывая, что угол поворота ШД  $\Theta_p$  – интеграл от скорости вращения  $\omega$ , уравнение (3) в операторной форме записи представляется:

$$J * s * \omega + D * \omega + M_f = M_d - M_C . \quad (4)$$

где  $s$  – оператор Лапласа.

Тогда на основании уравнений (2), (4) схему моделирования ШД можно представить структурной схемой, приведенной на рис. 2. Эта схема представляется состоящей из двух блоков

– блока формирования крутящего момента (БФМ) и блока формирования угла (БФУ) поворота ротора (скорости вращения).

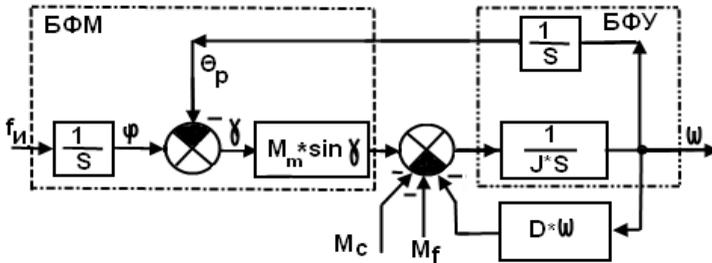


Рис.2 – Структурная схема моделирования ШД.

Результирующий момент, который вращает нагрузку с моментом инерции  $J$ , учитывает воздействие момента нагрузки  $M_c$  и момента сухого трения  $M_f$ , который оценивается через коэффициент трения. Величина вязкого трения пропорционально коэффициенту  $D$  зависит от скорости вращения  $\omega$ , которая рассчитывается в БФУ.

Особенностью реализации модели ШД в среде Matlab Simulink является построение схемы управления частотой коммутации  $f_{и}$ , которая обеспечивает моделирование разных режимов функционирования, соответственно оценить адекватность модели. Практическая реализация таких схем [9] на программируемых микроконтроллерах особых затруднений не вызывает.

*Шестеренный насос.* Передаточную функцию (рис.3) НШ определим, воспользовавшись классическим уравнением подачи (расхода  $Q_n$ ) [10], в предположении, что объемные потери насоса незначительны, в сравнении с подачей насоса

$$\omega(s) \rightarrow \left[ \frac{V_n}{2\pi} \right] Q_n(s)$$

Рис.3 – Передаточная функция НШ.

$$Q_n = V_n * \omega, \quad (5)$$

где  $V_n$  – рабочий объем насоса, определяемый его паспортными характеристиками и зависящий от геометрических размеров НШ и числа зубцов его шестерен.

Соответственно момент сопротивления, создаваемый НШ, как нагрузка для ШД, зависит от  $V_n$  и давления  $P$  в трубопроводе:

$$M_c = \frac{V_n * P}{2\pi}. \quad (6)$$

*Трубопровод.* Характер течения полимерной композиции, которая является вязкой неньютоновской жидкостью, в трубопроводе, соединяющем НШ с фильерой, может быть представлен законом Гагена-Пуазейля. Изменение расхода жидкости зависит от реологических характеристик жидкости и гидравлических параметров трубопровода:

$$dQ = \frac{\pi r^4}{8\mu} * \frac{\partial^2 p}{\partial x^2} * dx, \quad (7)$$

где  $r$  – радиус трубопровода;  $p$  – давление;  $\mu$  – вязкость жидкости;  $x$  – элемент длины  $L$  трубопровода

Учитывая, что давление  $p$  вследствие течения композиции в трубопроводе изменяется и во времени согласно уравнению,

$$dQ = \pi r^2 * \frac{\partial p}{\partial t} * dx$$

получаем уравнение длинной линии в частных производных, которое после использования преобразования Лапласа представляется соотношением:

$$\frac{d^2 P(s)}{dx^2} - \frac{s}{c} * P(s) = 0, \quad (8)$$

где константа  $c$

$$c = \frac{r^2}{8\mu}$$

Решение уравнения (8) позволяет получить передаточную функцию трубопровода, которая при незначительных гидравлических потерях имеет вид [11]:

$$W(s) = \exp(-\tau * s), \quad (9)$$

в котором  $\tau$  – постоянная времени транспортного запаздывания зависит от длины трубопровода  $L$  и перепада давления  $\Delta p$  на его концах:

$$\tau = \frac{1}{c} * \frac{L^2}{\Delta P} = \frac{8\mu}{r^2} * \frac{L^2}{\Delta P}, \quad (10)$$

Откуда видно, что транспортное запаздывание в трубопроводе в значительной мере определяется вязкостью полимерной композиции  $\mu$ .

Кроме вязкости на динамику процесса дозирования, величину расхода в трубопроводе объемом  $V_{тр}$  оказывают упругие свойства композиции, которые оцениваются модулем объемной упругости  $E_n$ , который показывает, как изменяется объем жидкости при воздействии давления:

$$Q_H - Q_\Phi = \frac{V_{\text{тр}}}{E_H} * \frac{dP}{dt}, \quad (11)$$

где  $Q_\Phi$  – величина расхода композиции в фильере.

Таким образом передаточная функция трубопровода – входной параметр расход НШ  $Q_H$ , выходной – давление  $P$  на входе в фильеру, имеет вид, приведенный на рис. 4.

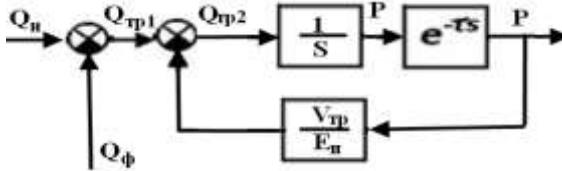


Рис.4 – Передаточная функция трубопровода.

Давление жидкости на выходе трубопровода представляется интегралом от изменения расхода, с запаздыванием на величину транспортной задержки.

*Фильера.* При истечения жидкости через щель фильеры, представляющей собой гидравлическое сопротивление, расход можно определить по соотношению [12]:

$$Q_\Phi = \varepsilon * A * \sqrt{\frac{2P}{\rho}}, \quad (12)$$

где  $A$  – эффективная площадь щели;  $P$  – давление на входе в фильеру;  $\rho$  – плотность жидкости;  $\varepsilon$  – коэффициент расхода, характеризующий процесс течения жидкости по каналу фильеры.

Характеристика течения определяется числом Рейнольдса, которое в свою очередь, также зависит от давления в канале фильеры. В исследуемом диапазоне давлений композиции в фильере коэффициент расхода изменяется в пределах 0,6...0,7.

**Результаты моделирования.** В соответствии со структурной схемой МД полимерной композиции на базе описанных уравнений разработана операторная схема моделирования, представленная на рис. 5.

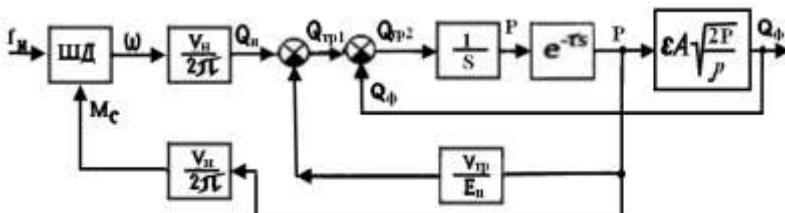


Рис.5 – Схема модели мехатронного модуля дозирования.

Эта схема реализована в среде Matlab Simulink, фрагмент реализации модели, изображенный на рис. 6, позволяет эмулировать различные режимы дозирования при изменении видов сигналов генератора.

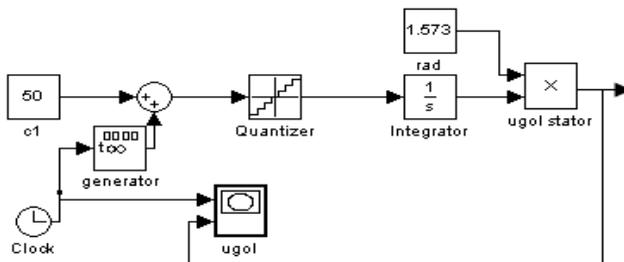


Рис.6 – Схема эмулятора мехатронного модуля дозирования.

Переходные характеристики, полученные при моделировании, сравнивались с осциллограммами разгонных характеристик, полученными на установке дозирования экспериментально (рис. 7). Результаты эксперимента подтверждают адекватность полученной модели МД

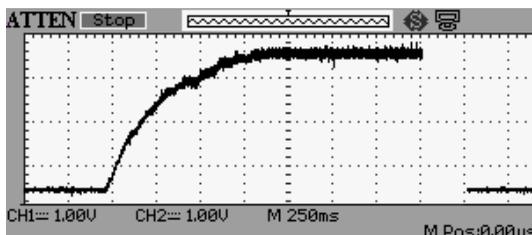


Рис.7 – Осциллограмма переходного процесса модуля дозирования.

**Вывод.** На основе математического описания процесса дозирования полимерных композиций получена модель мехатронного модуля,

проведена оцінка адекватності цієї моделі. Отримані результати дозволяють сформувати технічні вимоги до параметрам регулятора електропривода системи дозування, забезпечуючої рівномірність подачі полімера із фільтри на підложку в умовах дії різних впливів.

**Список літератури.** 1. Багута В.А., Кулинченко Г.В. Задачі управління в процесі отлива плінок. ІХ Всеукраїнська науково-технічна конференція "Фізичні процеси та поля технічних і біологічних об'єктів". – Кременчук. – 2010. – С. 9-10. 2. Лурье З.Я., Братута Э.Г., Федоренко И.М. Синтез мехатронного гидроагрегата, подверженного переменной нагрузке//Восточно-европейский журнал передовых технологий. Прикладная механика. – 2010. – № 1/6 (43). – С.23-26. 3. Багута В.А., Кулинченко Г.В. Математическое моделирование течения полимера в канале фильеры с учетом его пристенного скольжения // "Радіоелектронні і комп'ютерні системи". – 2012. – № 4(56). – С. 140-144. 4. Башарин А.В., Новиков В.А., Соколовский В.В. Управление электроприводами. – Л.: "Энергоиздат" Ленинградское отд.-ние., 1982. – 392 с. 5. Morar A. Stepper Motor Model for Dynamic Simulation // IEEE Transc. Automatic Control. – 2003. – Vol. 44. № 2. – PP. 117-122. 6. Кухарчук В.В., Усов В.В. Математичні моделі крокового двигуна як об'єкта контролю // Вісник КДПУ. – 2006. – Вип. 3(39) част. 1. – С.106-109. 7. Денисов В.А., Жуков А.В. Математическое моделирование работы шагового двигателя в составе мехатронного модуля компенсации износа режущего инструмента // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – 2012. – Т. 14. – № 6. – С. 54-58. 8. Ивоботенко Б.А. и др. Дискретный электропривод с шаговыми двигателями. Под ред. Чиликина М.Г. – М.: "Энергия". – 1971. – 624 с. 9. Чиа-Вэй Шэу. Управление скоростью шаговых двигателей // Компоненты и технологии. – 2004. – № 9. – С. 136-139. 10. Юдин Е.М. Шестеренные насосы. – М.: "Машиностроение". – 1964. – 232 с. 11. Попов Е.П. Теория линейных систем автоматического регулирования и управления. – М.: Наука. Гл. ред. физ-мат. лит. 1989. – 304 с. 12. Винников В.А., Каркашадзе Г.Г. Гидромеханика. – М.: Издательство МГУ. – 2003. – 302 с.

*Поступила в редколлегию 08.10.2013*

#### **УДК 621.255.2001.24**

**Оценка характеристик мехатронного модуля на базе шагового двигателя / Кулинченко Г.В., Багута В.А., Коробов А.Г. // Вісник НТУ "ХП". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХП", 2013. – № 51 (1024). – С. 43-53. Бібліогр.: 12 назв.**

Викладено підхід до побудови системи, що забезпечує дозування полімерної композиції під час відливу полімерної плівки на підкладку. Математична модель каналу дозування на базі крокового двигуна представлена мехат-

ронним модулем, що дозволяє сформулювати вимоги до регулятора системи електроприводу з урахуванням механічних характеристик об'єкта керування.

**Ключові слова:** мехатронний модуль, кроковий двигун, керування електроприводом, полімерна плівка.

An approach to building a system that provides dosing polymer composition at low tide polymer film on the substrate. Mathematical model of the dosing channel based on the stepper motor is a mechatronic module that allows us to formulate requirements for regulators to electric drive system with the mechanical characteristics of the control object.

**Keywords:** mechatronic module, stepper motor, drive control, the polymer film.

*І.А. КУЩ*, аспірант, КрНУ ім. М. Остроградського, Кременчук  
*А.В. НЕКРАСОВ*, канд. техн. наук, доц., вчений секр. спец. вченої ради Д 45.052.01, КрНУ ім. М. Остроградського, Кременчук  
*В.С. ДЗЮБАН*, д-р техн. наук, проф., КрНУ ім. М. Остроградського, Кременчук  
*В.В. АРТАМОНОВ*, д-р техн. наук, проф., КрНУ ім. М. Остроградського, Кременчук

### **ВИЗНАЧЕННЯ ПАРАМЕТРІВ ДВИГУНА ПОСТІЙНОГО СТРУМУ З ПОШКОДЖЕНИМ ОСЕРДЯМ ЯКОРЯ В СКЛАДІ ЕЛЕКТРОПРИВОДУ**

Обґрунтовано необхідність врахування пошкоджень магнітопроводу двигунів постійного струму. Проведено аналіз електромагнітних процесів та полів на основі МСЕ в активній частині ДПС, який має пошкоджений ротор.

**Ключові слова:** пошкодження магнітопроводу, картина магнітного поля, тривала експлуатація

**Вступ.** Ремонт та тривала експлуатація електричних машин (ЕМ) обумовлюють зміну їх основних характеристик. Зміна характеру та величини навантаження на електропривод, в складі якого працює ЕМ з пошкодженим магнітопроводом, що пов'язано з особливостями технологічного процесу, обумовлює необхідність розрахунку поточних параметрів електричних машин.

**Мета, завдання досліджень.** Розрахунок параметрів двигуна постійного струму (ДПС) з наявними пошкодженими частинами осердя на основі аналізу електромагнітного поля в активній частині. Визначення ступеня зміни основних характеристик внаслідок виникнення пошкоджень пакету якоря.

**Моделювання пошкоджень пакету якоря ДПС.** При закорочуванні листів електротехнічної сталі на якорі машини постійного струму утворюються контури, в яких протікають вихрові струми [3]. Розрахунок нестационарних електромагнітних полів методом скінченних елементів (МСЕ) дає змогу визначити вихідні динамічні характеристики двигуна з урахуванням пошкоджень, який реалізується наступним виразом [1, 2]:

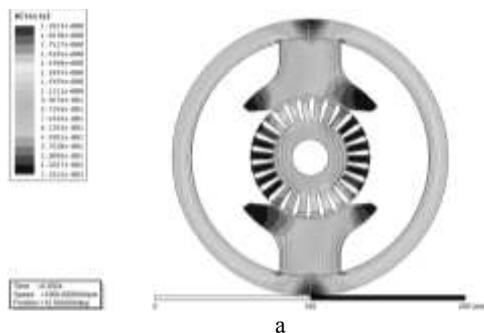
$$\nabla \times \nabla \times A = J - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \nabla V + \nabla \times H_c + \sigma v \times \nabla \times A \quad (1)$$

де  $\nu$  – магнітна проникність,  $A$  – векторний магнітний потенціал,  $J$  – щільність струму із зовнішнього джерела  $\sigma$  – електрична провідність досліджуваної області,  $V$  – електричний потенціал,  $H_c$  – коерцитивна сила постійних магнітів,  $v$  – швидкість рухомих частин.

У випадку наявності пошкоджень якоря або статора у вигляді закорочення шихтованих осердь зростає величина вихрових струмів в закорочених ділянках, що, в свою чергу, призводить до появи додаткового опору на шляху проникнення основного магнітного потоку. Це явище призводить до збільшення втрат та перерозподілу щільності магнітного потоку в зоні пошкодження осердя. Зменшення магнітної індукції внаслідок збільшення контуру вихрових струмів впливає на зміну кривих намагнічування  $B=f(H)$  в сторону їхнього загального зниження [4].

За допомогою експериментального визначення технічних залежностей між магнітною індукцією та напруженістю магнітного поля отримати вихідні розрахункові дані для подальшого аналізу машини із пошкодженими областями.

Промодельовавши електромагнітні процеси методом скінченних елементів отримано картини магнітного поля ДПС без пошкоджень рис. 1,а. Після зміни параметрів закорочених областей було отримано розподіл магнітних параметрів для двигуна з пошкодженими зубцями на якорі рис. 1,б та рис. 2. В результаті аналізу яких можна зробити розрахунок параметрів електроприводу в структурі якого наявний двигун з пошкодженим якорем. Таке пошкодження виникає в процесі тривалої експлуатації, через зношування підшипників та виникнення ексцентриситету якоря, або в результаті проведення ремонту з недотриманням технології ремонту.



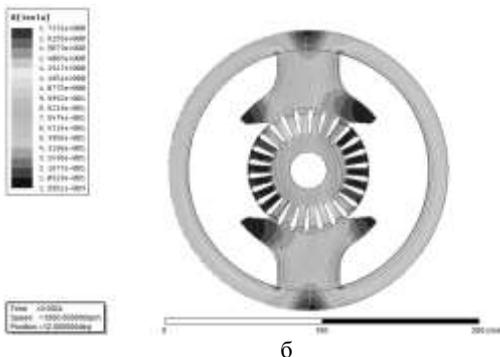


Рис. 1 – Розподіл магнітної індукції та силових ліній в перерізі двигуна постійного струму при номінальному режимі роботи: а – без пошкоджень; б – з пошкодженим якорем.

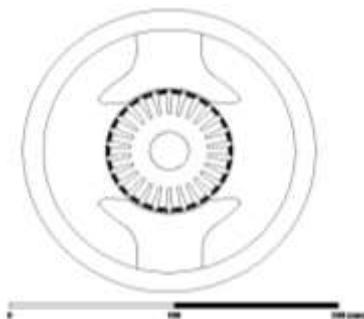


Рис. 2 – Геометрія досліджуваного двигуна з закороченими зубцями якоря.

Сучасні програмні пакети, в яких реалізовано МСЕ дозволяють отримувати достатню кількість параметрів та проводити їхній аналіз зі зміною в часі, що дало можливість отримати криві електромагнітних моментів машини з пошкодженнями якоря та без них рис. 3.

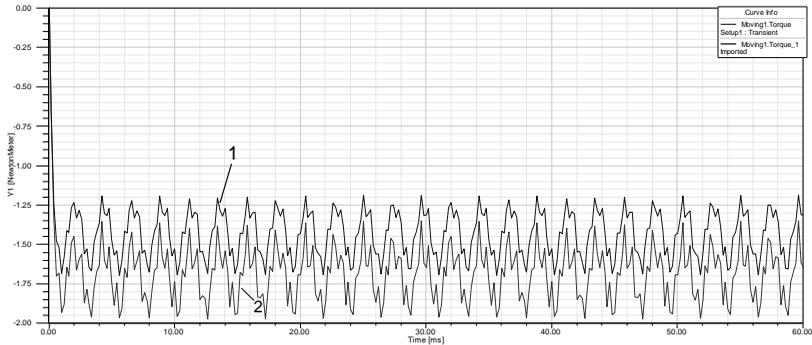


Рис. 3 – Криві коливань електромагнітного моменту (1 – з наявними пошкодженнями якоря, 2 – без пошкоджень).

Аналіз останнього графіку дає можливість оцінити кількісні показники зміни електромагнітного моменту у випадку закорочення поверхні зубців якоря ДПС, різниця середньоквадратичних значень електромагнітного моментів складає 10-15 %.

**Висновки.** Проведено аналіз електромагнітних процесів та полів в двигуні постійного струму з наявними пошкодженнями якоря та без них на основі МСЕ. Доведено необхідність врахування зміни параметрів ДПС з наявними пошкодженнями осердя якоря.

**Список літератури:** 1. Ansoft Maxwell v15 Online Help – р.1484. – режим доступу: <http://www.ansys.com> 2. Шмелев В.Е. Пространственно-фазовое моделирование электромеханического преобразования энергии аппаратах и машинах вращательного движения – Владимир: Издательство Владимирского государственного университета, 2010. – 170 с. 3. Васьковський Ю.М. Польовий аналіз електричних машин – Київ: НТУУ "КПІ", 2007. – 190 с. 4. Прус В.В. Старение электрических машин в ходе продолжительной эксплуатации и ремонта // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені Михайла Остроградського. – Кременчук, КДПУ, 2007. – Вип. 4/2009 (57), Ч. 1. – С. 74-77.

*Надійшла до редколегії 19.09.2013*



**Куць Ігор Анатолійович**, аспірант кафедри електричних машин та апаратів Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. Наукові інтереси пов'язані з дослідженням електромагнітних процесів та полів електричних машин з дефектами магнітопроводу.



**Некрасов Андрій Вікторович**, кандидат технічних наук, доцент кафедри електричних машин та апаратів, вчений секретар спеціалізованої вченої ради Д 45.052.01 Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. Наукові інтереси пов'язані з дослідженнями роботи асинхронних двигунів, які живляться від індуктивно-ємнісного перетворювача; сепарація наночастинок магнітним високо градієнтним сепаратором.



**Дзюбан Віталій Серафимович**, доктор технічних наук, професор кафедри електроспоживання та енергетичного менеджменту Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. Наукові інтереси пов'язані з дослідженнями параметрів та розробкою нових конструкцій низьковольтних електричних апаратів.



**Артамонов Володимир Володимирович**, професор, доктор технічних наук, завідувач кафедри геодезії, землепорядкування та кадастру Кременчуцького національного університету імені Михайла Остроградського. Наукові інтереси пов'язані з дослідженнями фізичних процесів у рідинах трубопроводів та способами, засобами очистки стічних вод, способи охолодження електричних машин великої потужності.

#### УДК 621.313.175

**Визначення параметрів двигуна постійного струму з пошкодженням осердя якоря в складі електроприводу / Куш І.А., Некрасов А.В., Дзюбан В.С., Артамонов В.В. // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 54-58. Бібліогр.: 4 назв.**

Обоснована необходимость учета поврежденный магнитопровода двигателей постоянного тока. Проведен анализ электромагнитных процессов и полей на основе МКЭ в активной части ДПС, который имеет поврежденный ротор.

**Ключевые слова:** повреждение магнитопровода, распределение магнитного поля, длительная эксплуатация.

The necessity of taking into account damage for the magnetic core of DC motors is shown. The analysis of electromagnetic processes and fields based on the finite element method in the active part of the DCM with a damaged rotor is carried out.

**Keywords:** magnetic core damage, the magnetic field distribution, continuous exploitation.

*А.Н. МИНКО*, аспирант, зав. сектором, ГП з-д "Электротяжмаш", Харьков

*В.В. ШЕВЧЕНКО*, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ"

**АНАЛИЗ ВЗАИМОСВЯЗИ ТЕПЛОВЫХ И  
АЭРОДИНАМИЧЕСКИХ ПОКАЗАТЕЛЕЙ  
ОХЛАЖДАЮЩЕЙ СРЕДЫ С ПОКАЗАТЕЛЯМИ МАССЫ И  
ГАБАРИТОВ НЕАКТИВНОЙ ЧАСТИ КОНСТРУКЦИИ  
ТУРБОГЕНЕРАТОРА**

Проведен анализ теплофизических и аэродинамических свойств охлаждающих сред турбогенераторов; сформулированы прямые и косвенные взаимосвязи показателей массы и габаритов неактивной части конструкции турбогенератора с параметрами его охлаждающей среды.

**Ключевые слова:** турбогенератор, вес, габаритные размеры, неактивная часть конструкции.

**Введение.** К числу ограничений, которые необходимо соблюдать при проектировании мощных электрических машин (турбогенераторов), наряду с максимально допустимыми механическими и электрическими нагрузками, уровнем допустимых температур активных элементов конструкций и возможностью осуществления технологических операций, следует отнести и массогабаритные параметры конструкций. Особо важным аспектом, на сегодняшний день, является выделение и исследование взаимосвязей тепловых и аэродинамических параметров охлаждающей среды, используемой в конструкции турбогенератора (ТГ) с показателями массы и габаритов его неактивной части конструкции и оценивается, как один из основных критериев конкурентоспособности, [1].

**Целью настоящего исследования** является проведение анализа теплофизических и аэродинамических свойств охлаждающей среды ТГ. Необходимо сформулировать функциональную взаимосвязь их показателей с параметрами массы и габаритов неактивной части конструкций ТГ.

**Основной материал.** Наиболее распространённой средой охлаждения в современных ТГ являются воздух, водород и вода (последняя – в обмотке статора и в трубках газоохладителей). В первую очередь необходимо учитывать физические свойства хладагента и технические параметры условий его эксплуатации (т.е. давление, разность темпера-

© Минко А.Н., Шевченко В.В., 2013

тур, направление потоков и др.). При этом главными показателями системы охлаждения ТГ являются:

- геометрия вентиляционного тракта всего ТГ (т.е. схема вентиляции);
- конструкция нагнетательного устройства (вентилятора, компрессор и т.д.);
- конструкция теплообменников (газо- или воздухоохлаждателей).

Два последних показателя математически связаны термогидравлической величиной расхода охлаждающего газа  $Q_A$ , ( $\text{м}^2/\text{с}$ ) и значением общего превышения температуры газа в ТГ,  $\Delta t$ , ( $^{\circ}\text{C}$ ), [2].

Для ТГ, работающего в номинальном режиме, необходимо обеспечить, [3]:

- допустимое значение превышения температуры активных элементов и охлаждающего газа или жидкости;
- оптимальные условия теплоотдачи и минимальный коэффициент неравномерности местного распределения температур;
- соответствие общего гидравлического сопротивления ТГ, определяющего расход охлаждающей среды, с напорными характеристиками нагнетательных устройств;
- герметичность ТГ, термодинамическая стойкость и др.

В [4] изложен сравнительный анализ массогабаритных показателей ТГ с воздушной и водородной системами охлаждения. Приоритетным направлением совершенствования системы охлаждения для ТГ среднего класса мощности (150-350 МВт) является отказ от водородного охлаждения и замена его воздухом.

Рассмотрим более подробно термогидравлические параметры применяемых хладагентов в ТГ и проанализируем связь показателей массы и габаритов с применяемой средой охлаждения. Расчет характеристик хладагентов в первом приближении может быть проведен:

для воздуха:

$$\rho_K = 1,2928 \cdot H \cdot (273 \cdot \beta_K); \quad (1)$$

$$\beta_K = \frac{1}{273 + T_{CPK}}; \quad (2)$$

$$v_K = \frac{17,08 \cdot 10^{-6}}{\rho} \cdot \sqrt{\frac{1}{273 \cdot \beta_K}} \cdot \frac{1,391}{1 + 106,8 \cdot \beta_K}; \quad (3)$$

$$\lambda_K = 0,02442 \cdot e^{0,00272 \cdot T_{CPK}}; \quad (4)$$

$$C_{PK} = 1002,8 + 0,07 \cdot T_{CPK}; \quad (5)$$

для водорода:

$$\rho_K = 0,08987 \cdot H \cdot (273 \cdot \beta_K); \quad (6)$$

$$\beta_K = \frac{1}{273 + T_{CPK}}; \quad (7)$$

$$\nu_K = \frac{8,4 \cdot 10^{-6}}{\rho} \cdot \sqrt{\frac{1}{273 \cdot \beta_K}} \cdot \frac{1,267}{1 + 73 \cdot \beta_K}; \quad (8)$$

$$\lambda_K = 0,174 \cdot (1 + 0,0024 \cdot T_{CPK}); \quad (9)$$

$$C_{PK} = 14179 + 2,62 \cdot T_{CPK}; \quad (10)$$

для воды:

$$\rho_K = 1000 \cdot e^{(4 - T_H) \cdot 0,00041}; \quad (11)$$

$$\beta_K = 3,21 \cdot 10^{-4} \cdot [1 + 0,01942 \cdot (T_{CPK} - 30)]; \quad (12)$$

$$\nu_K = \frac{1,78 \cdot 10^{-6}}{1 + 0,0337 \cdot T_{CPK} + 0,00021 \cdot T_{CPK}^2}; \quad (13)$$

$$\lambda_K = 0,5513 \cdot (1 + 0,0026 \cdot T_{CPK}); \quad (14)$$

$$C_{PK} = 4178 \cdot e^{-0,00014 \cdot (35 - T_{CPK})}, \quad (15)$$

где  $\rho$  – плотность теплоносителя,  $\text{кг/м}^3$ ;  $H$  – давление охлаждающего газа (воды), о.е.;  $\nu$  – кинематическая вязкость охлаждающей среды,  $\text{м}^2/\text{с}$ ;  $\beta$  – коэффициент объемного расширения охлаждающей среды, о.е.;  $\lambda$  – удельная теплопроводность,  $\text{Вт/м} \cdot ^\circ\text{C}$ ;  $C_p$  – удельная теплоемкость при постоянном давлении,  $\text{Дж}/(\text{кг} \cdot \text{K})$ ;  $T_{CPK}$  – средняя температура хладагента  $k$ -го участка,  $^\circ\text{C}$ .

Циркулирующий в ТГ хладагент имеет несколько прямых и косвенных связей с показателями массогабаритных параметров турбоустановки. Эти отношения определяются физическими характеристиками охлаждающей среды, параметры которой рассмотрены выше.

Проведем оценку взаимосвязи теплофизических и аэродинамических свойств для воздушной и водородной сред охлаждения.

### Прямые связи:

– теплопроводность водорода больше теплопроводности воздуха на 30-35 %. Следовательно, поверхность теплообмена при воздушном охлаждении необходимо увеличивать, что требует увеличения габаритов машины или компенсации этой разницы за счет более эффективно использования системы охлаждения неактивной части ТГ, применения конструктивных материалов с более высокими показателями теплопроводности (в том числе и изоляции обмоток);

– удельная теплоемкость воздуха примерно, в 14 раз меньше, чем у водорода, что увеличивает превышение температуры газа, и, как следствие, диктует необходимость использования увеличенного количества трубок в охладителях (либо число самих охладителей). Это также влечет за собой увеличение габаритов и веса станины ТГ. Однако использование более совершенной конструкции теплообменников и компоновки торцевой зоны (коробов, наружных щитов и пр.) ТГ позволяет добиться оптимального соотношения массогабаритных показателей неактивной части ТГ;

– кинематическая вязкость водорода при постоянной величине температуры и давления примерно в 7-7,5 раз больше, чем кинематическая вязкость воздуха. Эта особенность положительно сказывается при конвективном теплообмене и создает лучшие показатели для водорода, как охладителя. Однако конвективный теплообмен в ТГ составляет около 10-12 % от общей доли теплообменных процессов и меньшая эффективность за счет конвекции при воздушном охлаждении выравняется применением более эффективного варианта обрешетки трубок воздухоохладителей и способа прохождения охлаждающего газа. При этом не наблюдается увеличения массогабаритных параметров ТГ;

– плотность воздуха примерно в 14 раз превышает плотность водорода, что, в свою очередь, выравняет величину превышения температуры газа из-за меньшей величины удельной теплоемкости. Превышение температуры газа в ТГ составляет:

$$\Delta T = \frac{P}{C_A \cdot \rho_A \cdot Q_A} ; \quad (16)$$

где  $P$  – количество отводимых потерь, кВт;  $C_A$  – удельная теплоемкость, Дж/(кг·°C);  $\rho_A$  – плотность газа, кг/м<sup>3</sup>;  $Q_A$  – расход охлаждающего газа, м<sup>3</sup>/с.

Аэродинамическое сопротивление потока газа прямо пропорционально его плотности. Отсюда следует, что система каналов и перепусков в сложной термогидравлической системе вентиляции ТГ, при

использовании воздушной среды охлаждения, должна быть конструктивно несложной и функционально точной.

Решение такой задачи возможно реализовать путем эффективного проектирования неактивной части ТГ, которая главным образом влияет на конструкцию и параметры воздушной системы вентиляции ТГ. Одновременно необходимо осуществлять оптимизацию массогабаритных показателей проектируемых узлов в соответствии с современными критериями качества, предъявляемыми к эксплуатационным показателям турбогенератора;

– необходимость обеспечения избыточного давления водорода (0,3-0,4 МПа) в системе охлаждения ТГ. Это обстоятельство вынуждает выполнять конструкцию корпусных деталей ТГ с водородной системой охлаждения с большим запасом по механической прочности, а в некоторых случаях конструкция статора имеет даже двухкорпусный вид исполнения. В связи с этим конструкция неактивной части ТГ имеет высокие массогабаритные показатели, и конструкция ТГ становится неконкурентоспособной.

ТГ с воздушной системой охлаждения имеют более легкую корпусную конструкцию и по массогабаритным показателям значительно превосходят водородные машины.

К косвенным связям используемого хладагента с массогабаритными показателями ТГ следует отнести:

– особенности производства и технологичность элементов конструкции. Так, например, при расчете механической прочности ТГ с водородной системой охлаждения с учетом вероятности взрыва, ряд деталей выполняются из поковок из высоколегированной углеродистой стали (втулки, бандажи, опоры и др.), что заметно увеличивает вес конструкции и повышает технологическую трудоемкость изготовления. Кроме того, этиковки имеют высокую стоимость, что увеличивает себестоимость ТГ.

Турбогенераторы с воздушной системой охлаждения не содержат таких массивных и трудоемких элементов конструкции;

– масляное "хозяйство", обеспечивающее функционирование водородной системы охлаждения, увеличивает габариты машины, её вес и повышает сложность эксплуатации;

– у ТГ с разомкнутой воздушной системой охлаждения часто необоснованно завышены габариты модулей воздухоподготовки и камер фильтров отчистки. Такую особенность конструкции необходимо решать путем применения замкнутой системы охлаждения и оптимизацией систем отчистки воздуха в разомкнутой системе.

**Выводы.** Из вышеизложенного следует, что применение воздушной системы охлаждения позволяет оптимизировать показатели массы турбогенераторов и снизить уровень материальных затрат на производство конструкции. В будущем вероятно возможность применения воздушной системы охлаждения в турбогенераторах мощностью до 450-500 МВт, что приведет к получению высокого экономического эффекта при изготовлении и комплектации ТГ, снижению материалоемкости конструкции и габаритных показателей.

**Список литературы:** 1. Кузьмин В.В., Шевченко В.В., Минко А.Н. Оптимизация массогабаритных параметров неактивных частей турбогенераторов: монография. – Харьков: Монограф СПДФД Частышев А.В., 2012. – 244 с. ISBN 978-966-8766-25-1. 2. Шевченко В.В., Минко А.Н. Развитие систем охлаждения и оптимизация конструкций турбогенераторов: монография. – Харьков: Монограф., 2013. – 242 с. ISBN 978-617-7033-20-1. 3. Минко А.Н. Методы и модели оптимизации массогабаритных параметров конструкций крупных электрических машин: 3б. наук. праць XI Міжнародної наук.-техн. конф., м. Кременчук 09-11 квітня 2013 р. / Кременчук, КрНУ, – 2013. – 386 с. 4. Шевченко В.В., Минко А.Н. Сравнительная оценка массогабаритных параметров турбогенераторов с воздушной и водородной системами охлаждения // Вестник НТУ "ХПИ", 2010, № 3. – С. 108-112.

*Поступила в редколлегию 01.10.2013*



**Минко Александр Николаевич**, аспирант, в 2009 г. закончил Украинскую инженерно-педагогическую академию, инженер-электрик, магистр по специальностям "Профессиональное обучение. Электроэнергетика" и "Педагогика высшей школы", заведующий сектором отдела проектирования турбогенераторов, (ГП завод "Электротяжмаш"). Область научных интересов – параметрическая оптимизация конструкций турбогенераторов, повышение эффективности систем охлаждения, компоновка неактивной части генераторов



**Шевченко Валентина Владимировна**, кандидат технических наук, доцент кафедры "Электрические машины" НТУ "ХПИ". В 1977 г. в ХПИ защитила диплом инженера-физика. В 1981 г. защитила диссертацию в Ленинградском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты. Область научных интересов электроэнергетика, оптимизация параметров и технических характеристик турбогенераторов, нетрадиционная энергетика, сверхпроводимость.

УДК.621.322.313

**Анализ взаимосвязи тепловых и аэродинамических показателей охлаждающей среды с показателями массы и габаритов неактивной части конструкции турбогенератора / Минко А.Н., Шевченко В.В. // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 59-65. Бібліогр.: 4 назв.**

Проведено аналіз теплофізичних і аеродинамічних властивостей охолоджуючих середовищ турбогенераторів; сформульовані прямі і непрямі взаємозв'язки показників маси і габаритів неактивній частини конструкції турбогенератора з параметрами його охолоджуючого середовища.

**Ключові слова:** турбогенератор, вага, габаритні розміри, неактивна частина конструкції.

The analysis of thermal and aerodynamic properties of the media, which cool turbogenerators, is carried out. Direct and indirect indicators of the relationships of mass and dimensions of inactive part of turbogenerator design with its coolant parameters were formulated.

**Keywords:** turbogenerator, weight, dimensions, inactive part of construction.

*В.Е. ПЛЮГИН*, канд. техн. наук, доц., ДонГТУ, Алчевск

## **ЧИСЛЕННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С ВНЕШНИМ МАССИВНЫМ РОТОРОМ**

Решается задача численного моделирования электромагнитного поля асинхронного двигателя с внешним полым массивным ротором в статических и динамических режимах работы. Находятся активные сопротивления ферромагнитного массива, определяются электромагнитные нагрузки.

**Ключевые слова:** численное моделирование, электромагнитное поле, асинхронный двигатель, ферромагнитный массив.

**Введение.** Электромеханические преобразователи энергии (ЭМПЭ) с внешним массивным ротором предназначены для сушки и транспортировки сыпучих продуктов [1]. В частности, рассматриваемая в настоящей работе машина была специально изготовлена на ОАО "Первомайский электромеханический завод им. К. Маркса" и установлена на ЦОФ "Селидовская" для переработки увлажненного угольного шлама.

Нестандартная конструкция машины усложняет как задачи расчетного характера, так и проведение экспериментальных исследований. Несмотря на это, эксперименты были проведены в полном объеме, а теоретические результаты излагались в публикациях ранее.

Целью данной работы является создание математической модели ЭМПЭ с внешним полым ферромагнитным ротором для установления распределения электромагнитного поля в активной зоне, исследования динамических режимов, определения параметров и сравнение полученных результатов с экспериментальными зависимостями. Такая работа выполняется впервые.

В данной работе будет проведено численное моделирование электромагнитного поля в 2D и 3D пространствах только для одного (двигательного) модуля ЭМПЭ [2, 3]. Моделирование тормозного модуля, а также решение совместной задачи для двухмодульной системе запланировано в ближайшее время.

**Описание модели.** Расчетная модель выполнена на базе ЭМПЭ шнекового типа ЭДШ-1 мощностью 55 кВт / 45 кВт (соответственно двигательный и тормозной модули). В модели приняты следующие упрощения по сравнению прототипом:

© Плюгин В.Е., 2013

- ротор выполнен без шнековой навивки;
- ротор не имеет вентиляционных отверстий;
- отсутствуют подшипниковые щиты;
- из моделирования полностью исключен тормозной модуль;
- длина ротора ограничена вылетом лобовых частей двигательного модуля.

Основные конструктивные параметры машины приведены в табл. 1. Чертеж двухмодульного ЭДШ-1 показан на рис. 1. Пунктиром на рисунке выделена исследуемая область.

Таблица 1 – Основные конструктивные параметры прототипа

Наименование	Значение
Внешний диаметр статора, мм	370
Внутренний диаметр статора, мм	132
Воздушный зазор, мм	2
Толщина ротора, мм	10
Длина пакета статора / длина ротора, мм	500
Число зубцов статора	48
Высота зубца статора	42
Число полюсов	8
Число проводников в пазу	24

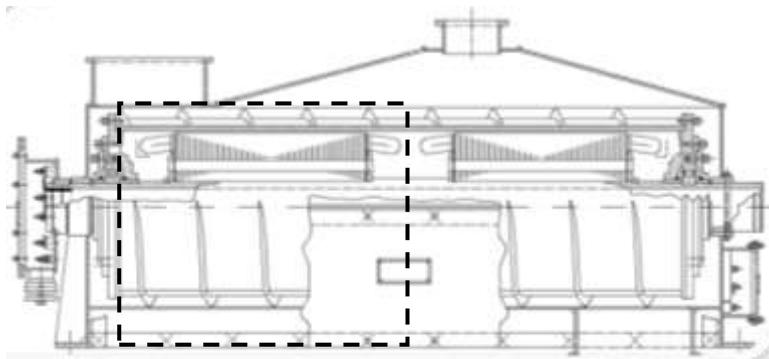


Рис. 1 – Электродвигатель шнековый ЭДШ-1.

Модель выполнена и рассчитана в программе ANSOFT Maxwell v.14 на базе лицензионного программного продукта, предоставленного коллегами из Чешского технического университета в Праге [4].

В модели учтены нелинейные свойства стали путем добавления в проект новых материалов: для пакета статора – электротехническая

сталь марки 2212, для ротора – сталь марки Ст3. Для введенных материалов были заданы кривые намагничивания и зависимость удельных потерь от величины магнитной индукции при частоте 50 Гц.

Сталь 2212 обозначена как шихтованная (параметр laminated), сталь Ст3 – сплошная (параметр solid).

Для учета индуцированных токов материал ферромагнитного ротора был включен в блок обработки эффекта вихревых токов (параметр Eddy Effects).

**Результаты 2D моделирования.** Maxwell решает задачи электромагнитного поля, используя уравнения Максвелла в конечной области пространства с соответствующими граничными условиями и, когда это необходимо, с определенными пользователем начальными условиями, чтобы получить решение с гарантируемой единственностью. Чтобы получить набор алгебраических уравнений, которые будут решены, геометрия задачи автоматически разбивается на тетраэдры. В каждом тетраэдре переменные величины поля для вычисляемой области определяются многочленами второго порядка. Таким образом, в областях с резким пространственным изменением поля плотность сетки должна быть увеличена для хорошей точности решения.

В рассматриваемой задаче на ротор была наложена сетка с учетом глубины проникновения электромагнитного поля 10 мм (по толщине стенки ротора) и ограничения по количеству элементов в 1000 шт. Сетка ротора имеет 5 слоев. На остальные части модели была наложена обычная сетка с ограничением по максимальной длине грани тетраэдра в 8 мм.

Обмотка статора была разбита на фазы. В сечение каждой фазы подавалось напряжение:

$$\begin{aligned}U_A &= U_m \sin(2\pi f_1 \cdot \text{time}), \\U_B &= U_m \sin(2\pi f_1 \cdot \text{time} - 2\pi/3), \\U_C &= U_m \sin(2\pi f_1 \cdot \text{time} - 4\pi/3),\end{aligned}\tag{1}$$

где  $U_m$  – амплитуда напряжения в фазе статора;  $f_1$  – частота питающего напряжения;  $\text{time}$  – системная переменная времени.

Активное сопротивление и индуктивность фазы были предварительно определены в модуле RMXprt (Rotation Machine Expert), проводники фазы были указаны как распределенные с указанием числа параллельных ветвей.

Модель рассчитывалась с учетом механических переходных процессов. В блоке механики (Motion Setup) задавался момент инерции ротора, тормозной момент, характер нагрузки – вентиляторная, нуле-

вая начальная скорость. При заданном моменте инерции Maxwell на каждой итерации рассчитывает уравнение движения (2):

$$J_m \cdot \frac{d^2\varphi_m(t)}{dt^2} + k_D(t) \cdot \frac{d\varphi_m(t)}{dt} = T_\Psi(t) + T_m(t), \quad (2)$$

где  $J_m$  – момент инерции, кг·м<sup>2</sup>;  $\varphi_m$  – угловая позиция ротора в рад;  $d\varphi_m(t)/dt$  – угловая скорость, рад/с;  $d^2\varphi_m(t)/dt^2$  – угловое ускорение, рад/с<sup>2</sup>;  $k_D$  – коэффициент демпфирования, Нм·с/рад;  $T_\Psi$  – электромагнитный момент, Нм;  $T_m$  – добавочный момент, Нм;  $t$  – текущее время, с.

Двухмерная модель машины с построенной конечно-элементной сеткой показана на рис. 2.

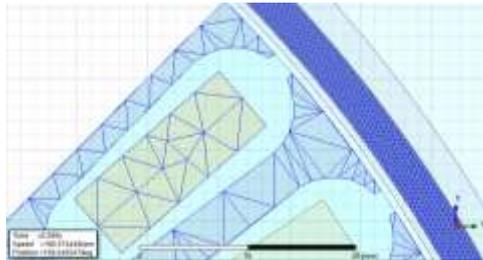


Рис. 2 – Двухмерная модель ЭМПЭ с наложенной сеткой.

Расчет выполнялся для 1/8 части модели. Получаемые численные результаты и графические зависимости учитывались программой автоматически коэффициентом симметрии в постпроцессинге.

Новизной и трудностью решаемой задачи было то, что впервые в программе Maxwell вращающаяся часть являлась внешней по отношению к статору, а сам статор, конструктивно, выполнен как ротор обычного асинхронного двигателя. Для решения поставленной задачи был пересмотрен подход к заданию возбуждения модели путем зеркального отображения обычного статора, а внешняя вращающаяся часть была заключена в объект *Vand*, представляющий собой полый тонкостенный цилиндр.

Модель была окружена окружностью с радиусом, в три раза превосходящим радиус модели. На окружности было задано граничное условие нулевого векторного магнитного потенциала  $A = 0$  (нормальная компонента вектора магнитной индукции на границе равна нулю).

В программе Maxwell для сеточной модели методом конечных элементов (МКЭ) уравнение Пуассона (3) заменяется энергетическим

функционалом (4):

$$\nabla^2 A = -\mu J, \quad (3)$$

где  $A$  – векторный магнитный потенциал;  $J$  – плотность тока источника;  $\mu$  – относительная магнитная проницаемость среды.

$$F(A) = \frac{1}{2} \int \left( \frac{\nabla A \cdot \nabla A}{\mu} + A \cdot J \right) dV. \quad (4)$$

Этот функционал  $F(A)$  минимизируется в соответствии со значением  $A$  в каждом узле каждого треугольника сетки.

Для всех элементов сетки модели решается матрица (5) методом гауссова исключения для разреженных матриц.

$$[S][A] = [J], \quad (5)$$

где  $S$  – площадь модели, покрытая сеткой.

Совместная электромеханическая задача (6) решается в категории модели переходного процесса *Transient*.

$$\nabla \times \nu \nabla \times A = J_s - \sigma \frac{\partial A}{\partial t} - \sigma \nabla V + \nabla \times H_c + \sigma \nu \times \nabla \times A, \quad (6)$$

где  $\sigma$  – электрическая проводимость;  $H_c$  – напряженность магнитного поля;  $\nu$  – скорость.

Расчеты каждого этапа времени завершаются при минимизации суммарной локальной ошибки в каждом треугольнике сетки модели.

Расчет потерь в стали базируется на следующем выражении (7):

$$p = K_h B_{\max}^2 f + K_c (B_{\max} f)^2 + K_e (B_{\max} f)^{1.5}, \quad (7)$$

где  $K_h$  – коэффициент гистерезиса;  $K_c$  – коэффициент учета вихревых токов;  $K_e$  – коэффициент учета вихревого перемагничивания;  $B_{\max}$  – амплитудное значение магнитной индукции;  $f$  – частота.

В модели переходного процесса было задано время разгона 1,5 с, шаг по времени 0,005 с. В программе на ПК с двухядерным процессором Intel 2,13 Гц 300 итераций для двухмерной модели были выполнены за 1 час и 45 минут.

На рис. 3 показан фрагмент картины распределения магнитной индукции в поперечном сечении машины, совмещенной с силовыми линиями векторного магнитного потенциала.

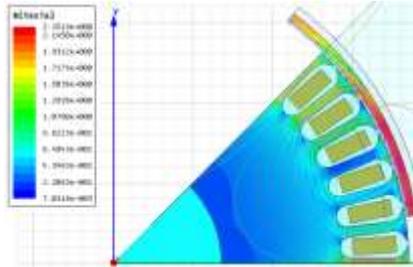


Рис. 3 – Фрагмент распределения картины магнитной индукции.

Как видно из рис. 3, силовые линии проникают на всю толщину ротора и распределены равномерно без явных сужений или разрежений.

Кривые изменения фазных токов при разгоне машины от нулевой скорости до максимальной показаны на рис. 4. Полученные превышения токов, а также характер их изменения имеют удовлетворительное сходство с осциллограммами, снятыми экспериментально.

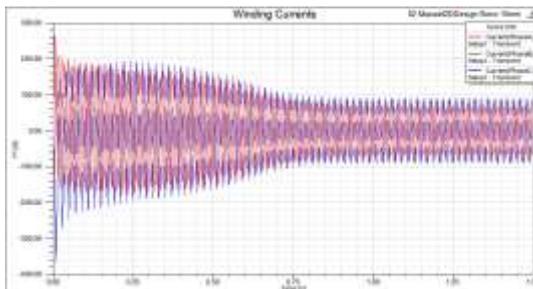


Рис. 4 – Изменение фазных токов при пуске ЭМПЭ без нагрузки.

Характеристики изменения электромагнитного момента и скорости при разгоне машины приведены на рис. 5.

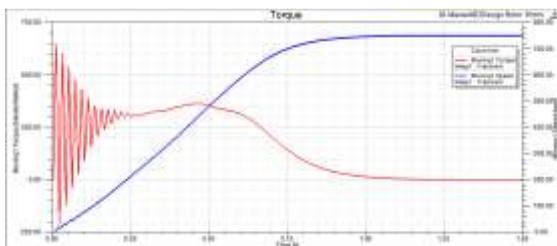


Рис. 5 – Кривые разгона ЭМПЭ.

Для определения потерь в роторе (рис. 6), а также расчета активного сопротивления ферромагнитного массива (рис. 7) был использован калькулятор поля. Потери в сплошном ферромагнитном материале определяются как интеграл квадрата плотности тока в искомом объеме (8)

$$P_r = \frac{1}{\sigma} \int (J^2) dV, \quad (8)$$

где  $\sigma$  – проводимость стали Ом·м.

Активное сопротивление сплошного массива находится как отношение рассеиваемой мощности (8) к квадрату модуля действующего значения скалярной величины полного тока  $J_z$  вдоль оси модели Z, проходящей через сечение ротора S (9):

$$R_r = \frac{P_r}{\left( \frac{1}{\sqrt{2}} \int_S |J_z| dS \right)^2}. \quad (9)$$

На рис. 7 верхний график получен при использовании действующего значения полного тока в расчете активного сопротивления, нижний – просто модуля этой же величины.

Полученные графические зависимости численно в целом соответствуют результатам как полученным экспериментально, так и при расчете в специально разработанной программе на языке Java в среде NetBeans IDE [5].

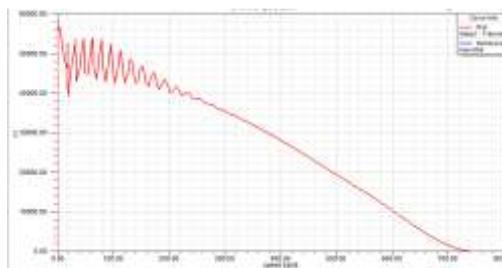


Рис. 6 – Распределение активных потерь в массивном роторе.

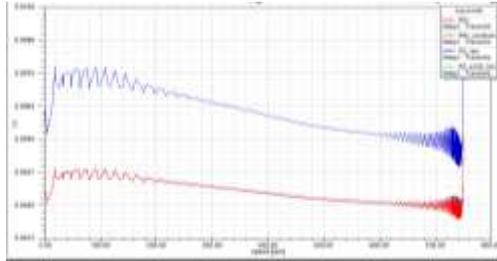


Рис. 7 – Изменение активного сопротивления ротора при разгоне.

**Результаты 3D моделирования.** Трехмерная модель ЭМПЭ показана на рис. 8. Обмотка статора создана с использованием графической библиотеки Maxwell и в моделировании учитывалась как активная зона обмотки, так и ее лобовые части. Для сокращения времени моделирования была взята 1/8 часть машины по диаметральной симметрии, и 1/2 – по аксиальной. Несмотря на это, всего лишь 400 итераций были проработаны за 12 суток непрерывного расчета. Столь долгое время занимают расчеты только динамического режима пуска машины. Стационарный режим расчета сокращается до 3 суток.

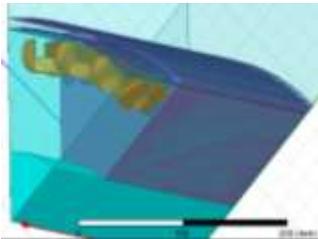


Рис. 8 – Трехмерная модель ЭМПЭ.

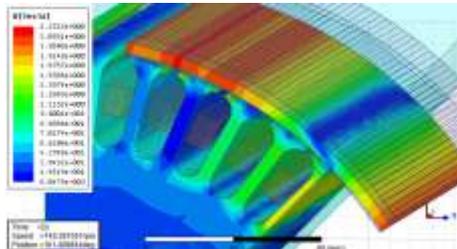


Рис. 9 – Распределение магнитной индукции в пространстве.

Картина распределения магнитного поля показана на рис. 9. Как видно из рисунка, характер распределения силовых линий, а также амплитудные значения магнитной индукции согласуются с полученными для 2D модели.

Результаты моделирования трехмерной модели, аналогичные приведенным для 2D модели на рис. 3-7, а также их анализ в данной работе рассматриваться не будут и будут предложены в будущих публикациях ввиду большого объема материала. Коротко можно отметить, что полученные результаты для 3D модели имеют сходный ха-

рактер изменения что и в 2D варианте, но незначительно отличаются по своим численным значениям.

**Выводы.** Выполнен анализ распределения электромагнитного поля в ЭМПЭ с внешним массивным ротором. Приведены подробные результаты 2D моделирования и частично 3D. Анализ результатов моделирования в трехмерном пространстве будет изложен в будущих публикациях. Интересной для расчета и анализа представляется задача совместного решения в одном 3D пространстве двигательного и тормозного модулей. Полученные результаты могут быть использованы в оптимизации конструкции ЭМПЭ, проведения физического моделирования машины до ее практического воплощения, повышения качества расчетных методик массивно-роторных машин.

**Список литературы:** 1. Пат. № 50242 Україна, МКИ 7F26B 17/18. Шнековий сушильний апарат / *Заблодський М.М., Захарченко П.І., Шинкаренко В.Ф., Плюгін В.С.* та інш.; заявник і патентовласник Донбас. держ. техн. ун-т. – № 2001128244; заявл. 03.12.2001; опубл. 17.01.2005, Бюл. № 1.– 3 с.: іл. 2. Ansoft Maxwell 2D – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: user's guide. Ansoft corporation, 2009. – 334 p. 3. Ansoft Maxwell 3D – Electromagnetic and Electromechanical Analysis: user's guide. Ansoft corporation, 2009. – 871 p. 4. Three-phase induction machine. Ansoft Maxwell Field Simulator V12 – Training Manual, 2009. – 59 p. 5. *Беляев В.Ф., Шулаков Н.В.* Дискретно-полевые модели электрических машин. – Пермь: Изд-во Перм. гос. техн. ун-та, 2009. – 457 с.

*Поступила в редколлегию 18.09.2013*



**Плюгин Владислав Евгеньевич**, доцент, кандидат технических наук. Диплом инженера защитил в Донбасском государственном техническом университете в 2000 г. В 2004 г защитил диссертацию кандидата технических наук в Донецком национальном техническом университете по специальности электрические машины и аппараты. Научные интересы связаны с объектно-ориентированным проектированием полифункциональных электротепломеханических преобразователей энергии. В настоящий момент состоит в докторантуре ДонГТУ, научный консультант Заблодский Н.Н.

#### **УДК 621.313**

**Численное моделирование электромагнитного поля асинхронного двигателя с внешним массивным ротором / Плюгин В.Е.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 66-75. Бібліогр.: 5 назв.

Вирішується задача чисельного моделювання електромагнітного поля асинхронного двигуна із зовнішнім порожнистим масивним ротором в статич-

них і динамічних режимах роботи. Знаходяться активні опори феромагнітного масиву, визначаються електромагнітні навантаження.

**Ключові слова:** чисельне моделювання, електромагнітне поле, асинхронний двигун, феромагнітний масив.

A problem of numeral modeling of the electromagnetic field of induction motor with an external hollow massive rotor in static and dynamic regimes is solved. Active resistances of ferromagnetic massive are calculated, the electromagnetic loads are determined.

**Keywords:** numerical modeling, electromagnetic field, induction motor, ferromagnetic massive.

**В.В. ШЕВЧЕНКО**, канд. техн. наук, доц., НТУ "ХПИ"

**П.И. МАТВЕЕНКО**, студент, НТУ "ХПИ"

## **О ЦЕЛЕСООБРАЗНОСТИ ПЕРЕВОДА ТУРБОГЕНЕРАТОРОВ В РЕЖИМ СИНХРОННЫХ КОМПЕНСАТОРОВ**

Существует необходимость регулирования напряжения в энергосистемах, проведена оценка влияния реактивной энергии на изменение напряжения в сети. В качестве основной системы компенсации реактивной мощности предлагается использовать отработавшие свой срок турбогенераторы путем перевода их в режим синхронных компенсаторов.

**Ключевые слова:** синхронный турбогенератор, синхронный компенсатор, реактивная мощность.

**Введение.** В энергосистеме Украины, как и других стран, сложилась критическая ситуация с поддержанием (регулированием) параметров электроэнергетики в электрических сетях. Неравномерность графиков нагрузки в течение суток и времен года, наличие слабо загруженных высоковольтных линий электропередачи, недостаточная степень компенсации реактивной мощности в электрических сетях приводит к повышению уровня напряжения и изменению частоты в сети. Повышение напряжения выше допустимого на трансформаторах и автотрансформаторах, шунтирующих реакторах, ограничителях перенапряжений и других видах оборудования приводит к резкому сокращению срока службы и росту аварийности этого оборудования, а также снижает надежность работы генераторов и другого электрооборудования электростанций.

Регулирование напряжения (т.е. фактически реактивной мощности) в сетях Украины сейчас осуществляется рядом устройств:

1) автоматическими регуляторами возбуждения синхронных генераторов (ТГ) на блоках электростанций;

2) синхронными и статическими тиристорными компенсаторами на подстанциях;

3) шунтирующими реакторами (ШР), трансформаторами с регулированием напряжения под нагрузкой (РПН), батареями статических конденсаторов (ВСК), устанавливаемых, в основном, у потребителя.

Применение в качестве регулятора реактивной мощности этих устройств недостаточно, кроме того, позволяет компенсировать (регу-

лизовать) избыточную реактивную мощность не плавно, а ступенчато. На практике такое регулирование осуществляется эпизодически из-за недостаточного коммутационного ресурса воздушных выключателей, а также низкой надежности устройств РПН.

**Цель исследований** – определить перспективные, надежные, достаточно мощные системы компенсации, которые позволят плавно регулировать реактивную мощность в энергосистеме. Поиск необходимо проводить с учетом технико-экономических возможностей государства, с обязательным учетом рентабельности принимаемых решений.

**Связь компенсирующих систем с состоянием энергетики.** В Украине впервые эта проблемы проявилась в 70-е годы прошлого века, когда Бурштынская ТЭС начала работать на энергосистеме стран Европы через выделенные линии электропередач (ЛЭП) 330 кВ "Бурштын – Европа". Снижение энергоемкости промышленных предприятий и изменение их графиков работы, изменение характера нагрузки от бытовой техники привело к тому, что в ЛЭП высокого напряжения снизилась активная нагрузка, в то время, как реактивная мощность ЛЭП (емкостного характера) оставалась на том же уровне, а в некоторых случаях даже увеличилась. Следует отметить, что регулирование реактивной мощности на этих линиях осуществлялось при помощи автоматических регуляторов возбуждения синхронного турбогенератора (ТГ), который переводили в режим потребления реактивной мощности, в режим недовозбуждения, для поддержания требуемого напряжения в сети.

За счет изменения тока возбуждения синхронных турбо- и гидрогенераторы можно в определенных пределах регулировать реактивную мощность, однако эти пределы ограничены. Сравнительно небольшая мощность турбогенераторов, установленных на тепловых электростанциях (ТЭС), потребует существенного изменения режима их эксплуатации для действенного влияния на энергосистему. В турбогенераторах старых серий потребление реактивной мощности существенно ограничено, а иногда и исключено. Практика эксплуатации показала, что серийные ТГ непригодны для работы в режимах даже незначительного недовозбуждения и требуют модернизации. Это ограничение связано с повышенным нагревом, увеличением механических усилий в торцевых зонах статоров, в частности, в крайних пакетах сердечника, а также требованиями по обеспечению условий устойчивости. Регулирование же параметров энергосистемы путем изменения режимов работы самых мощных ТГ, установленных на АЭС, недопустимо.

Необходимо было понять, какие типы машин будут достаточно мощными, чтобы оказывать реальное влияние на энергосистему и регулировать ее параметры, но при этом не снижать уровень безопасности работы. Во всем мире решение этой проблемы возложено на гидротурбогенераторы ГАЭС, которые исходно определены для работы в режиме мотор – генератор. Однако существуют и другие пути регулирования баланса реактивной мощности в энергосистеме.

Т.о. регулирование напряжения в электрических сетях энергосистем не может быть обеспечено традиционными синхронными турбогенераторами, рассчитанными на номинальный режим работы с перевозбуждением, т.е. с конденсаторным характером реактивности. ЛЭП являются мощными источниками реактивной мощности емкостного характера. При существующей на данный момент длине ЛЭП с напряжением 330-750 кВ их суммарная зарядная мощность составляет 13 Гвар, в т.ч. на линиях 750 кВ – около 8 Гвар, на линиях 330 кВ – около 5 Гвар. При ограниченной способности работающих ТГ "отбирать" из сети емкостную энергию, работая в режиме недо возбуждения, и в периоды снижения потребления активной энергии, возникает недопустимое повышение напряжения в сети, и, как следствие, снижение уровня надежности, как оборудования самих ЛЭП, так и турбогенераторов, особенно на АЭС, [1].

Для компенсации реактивной мощности в линиях 330-750 кВ, в основном, используется шунтирующие реакторы – дорогие и ненадежные дроссели высокого напряжения, однако и их количество недостаточно для радикального решения проблемы. Следует искать другое решение. Наиболее перспективным решением, на наш взгляд, является перевод ТГ сравнительно небольшой мощности (до 200 МВт), которые исчерпали время эксплуатации, и подлежат демонтажу или капитальному ремонту в режим синхронного компенсатора (СК). Для этого следует проводить необходимых мероприятий, с учетом опыта отечественного электромашиностроения и данных эксплуатации зарубежных энергосистем.

За рубежом накоплен определенный опыт в этом вопросе. Например, впервые процедуру перевода СТГ в режим синхронного компенсатора провели в конце 80-х годов французские энергетики на ТЭС "Нанте-Шевирэ", где турбогенераторы мощностью 250 МВт были переделаны в синхронные компенсаторы, [2].

Для этого машинный комплекс был подвергнут незначительной модернизации, включающей:

– восстановительный ремонт самого генератора;

- дополнительное оснащение его осевым подшипником и системой пуска;
- доработку системы возбуждения, контроля, смазки и охлаждения.

Анализ этой разработки показал, что такой вариант экономически более целесообразен (как по материальным затратам, так и по качеству регулирования), чем установка новых статических компенсаторов реактивной мощности. К тому времени выработка электроэнергии на АЭС Франции превысила 75 % ее общего количества, что снизило потребность в использовании мощностей ТЭС.

Общая установленная мощность электростанций Украины, сжигающих органическое топливо, составляет 36,4 млн. кВт или около 46 % общей установленной мощности всех электростанций страны. В то же время большая часть этих генераторов была введена в эксплуатацию в 1960-1970 годах и в настоящее время 98 из 104 энергоблоков (мощностью 150, 200 и 300 МВт) отработали свой расчетный ресурс, 66 из них выработали предельный ресурс, [3]. Энергоблоки мощностью до 160 МВт включительно к тому же имеют недопустимо низкие эколого-экономические показатели, вследствие чего планируется их снятие с эксплуатации. Т.е. необходима замена физически изношенного оборудования, но это требует крупных капиталовложений, что экономически невозможно для Украины. Предлагаемый вариант замены режима эксплуатации уже установленной электрической машины намного рентабельнее: по данным ВНИИЭ, капитальные затраты на создание нового компенсационного узла обходится примерно в 60-90 долл./квар. Переделка же выведенного из эксплуатации ТГ в СК в максимально востребованном объеме (для обеспечения глубокого потребления реактивной мощности) требует не более 10 долл./квар, т.к. в работе останется основной электротехнический комплекс энергоблока, включая силовые трансформаторы и оборудование ОРУ.

Для решения поставленной задачи, кроме технических проблем, необходимо решать и организационные проблемы:

1) законодательно необходимо запретить демонтаж основного и вспомогательного генераторного оборудования устаревших энергоблоков мощностью до 200 МВт включительно, с целью их использования в качестве синхронных компенсаторов;

2) ввести механизма технического и экономического стимулирования электрических станций за поддержание уровня напряжения и регулирование реактивной энергии в энергосистеме;

3) на правительственном уровне необходимо выделять материальные средства для научных разработок в решении вопросов компенсации реактивной энергии в действующих энергосистемах с привлечением ведущих специалистов и опыта зарубежных энергетических организаций.

При одинаковой важности решения проблемы регулирования реактивной энергии в энергосистеме для Украины и России (при снижении активной нагрузки напряжение в сетях доходит до 110 % от номинального значения), именно Россия первая возобновила подобные исследования. Ученые считают, что начало этих исследований было положено после ЧП в центре Москвы, когда на ТЭЦ, расположенной напротив Кремля, взорвался силовой трансформатор, не выдержавший перенапряжения, [3].

#### **Выводы.**

1) Наиболее перспективным способом регулирования реактивной мощности в энергосистемах является применение СК, созданных на базе отработавших свой срок турбогенераторов. Такое решение позволяет использовать отработавшее оборудование без его демонтажа, с небольшими затратами на реконструкцию.

2) Для практической реализации такого решения необходима государственная поддержка предлагаемой реконструкции.

**Список литературы. 1. Шевченко В.В.** Основные задачи, проблемы и направления развития отечественного турбогенераторостроения // Энергетика та електрифікація. № 10, 2012. – С. 33-39. **2. Шевченко В.В.** Системный подход к вопросам оценки технического состояния электрооборудования энергосистем Украины // Системи обробки інформації. Збірник наукових праць. Харківський університет повітряних сил. – Харків, 2012, вип. 7 (105). – С. 152-155. **3. Кузьмин В.В., Шпатенко Т.В.** Опыт создания и эксплуатации асинхронизированных турбогенераторов производства НПО "Электротяжмаш" // Электротехника, 2010, № 2. **4. Шевченко В.В.** Пути повышения мощности турбогенераторов при проведении работ по их реабилитации // Электрика, № 1, 2013. – С. 6-11.

*Поступила в редколлегию 01.10.2013*



**Шевченко Валентина Владимировна**, к.т.н., доцент, доцент кафедры "Электрические машины" НТУ "ХПИ". В 1977 г. в ХПИ защитила диплом инженера-физика. В 1981 г. защитила диссертацию в Ленинградском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты. Область научных интересов электроэнергетика, оптимизация параметров и технических характеристик турбогенераторов, нетрадиционная энергетика, сверхпроводимость.



**Матвеенко Павел Иванович**, студент электромашиностроительного факультета, группы ЭМС-10Б НТУ "ХПИ". Участник Всеукраинского конкурса 2013 г. студенческих научных работ по специальности "Электротехника и электромеханика".

Область интересов – конструкции, новые технологии изготовления и режимы работы турбогенераторов в объединенных энергосистемах.

#### **УДК 621. 327**

**О целесообразности перевода турбогенераторов в режим синхронных компенсаторов / Шевченко В.В., Матвеенко П.И.** // Вісник НТУ "ХПИ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПИ", 2013. – № 51 (1024). – С. 76-81. Бібліогр.: 4 назв.

Існує необхідність регулювання напруги в енергосистемах, проведена оцінка впливу реактивної енергії на зміну напруги в мережі. В якості основної системи компенсації реактивної потужності пропонується використовувати турбогенератори, які відпрацювали свій термін, шляхом переведення їх у режим синхронних компенсаторів.

**Ключові слова:** синхронний турбогенератор, синхронний компенсатор, реактивна потужність.

There is a need to regulate the voltage in the power systems; the influence of reactive power on the change of the voltage was evaluated. Turbogenerators, spent his time, are proposed as the main system for reactive power compensation by shifting their mode of synchronous compensator.

**Keywords:** synchronous turbogenerator, synchronous compensator, reactive power.

**Б.Т. КОНОНОВ**, д-р техн. наук, проф., ХУПС, Харків  
**А.О. МУШАРОВ**, ад'юнкт, ХУПС, Харків

**ДОСЛІДЖЕННЯ СТІЙКОСТІ ПЕРЕХІДНИХ ПРОЦЕСІВ В  
ЕЛЕКТРИЧНИХ КОЛАХ ПРИ ФЕРОРЕЗОНАНСІ**

У статті розглядається графо-аналітичний метод визначення умов стійкості перехідних процесів при ферорезонансі в консервативних та дисипативних системах, заснований на використанні диференціального рівняння Мат'є і аналізі значень коефіцієнтів цього рівняння.

**Ключові слова:** графо-аналітичний метод, перехідні процеси, ферорезонанс, диференціальне рівняння.

**Вступ.** В електричних колах, що містять активний опір, ємність та котушку з феромагнітним осердям, струм в якій  $i_K$  залежить від поточкозчеплення  $\psi$  і визначається за допомогою скороченого поліному третього ступеня, а саме

$$i_K = a_1\psi + a_2\psi^3, \quad (1)$$

де  $a_1$  та  $a_2$  – відповідні коефіцієнти, перехідні процеси мають коливальний характер, в яких значення напруг та струмів можуть приймати неприпустимі величини. Особливо небезпечні явища ферорезонансу напруг та ферорезонансу струмів у випадках, коли не вдається забезпечити стійкість перехідних процесів.

Явище ферорезонансу розглянуто в [1-6]. В [1] ферорезонанс розглядається без урахування впливу вищих гармонійних складових напруг та струмів. Вплив вищих гармонійних складових врахований в [2-4], де для опису явища ферорезонансу отримані неоднорідні диференціальні рівняння, які мають наступний вигляд:

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + A_1\psi + A_2\psi^3 = \varphi_1(U, I), \quad (2)$$

$$\frac{d^2\psi}{dt^2} + A_0 \frac{d\psi}{dt} + A_1\psi + A_2\psi^3 = \varphi_2(U, I), \quad (3)$$

де  $\varphi_1(U, I)$ ,  $\varphi_2(U, I)$  мають вигляд гармонійних функцій. Рівняння (2) описує явище ферорезонансу в консервативній системі, а рівняння (3) описує явище ферорезонансу в дисипативній системі. В [2-4] знайдені

аналітичні рішення для вимушеної складової, які мають вигляд гармонійних функцій виду

$$\psi = A \cos(\omega t + \theta), \quad (4)$$

де  $\omega$  – кутова частота напруги, яка прикладена до кола, що розглядається;  $A$  – амплітуда потокозчеплення, для визначення значення якої наводяться відповідні кубічні рівняння;  $\theta$  – фазовий зсув між вхідною та вихідною змінними, співвідношення для визначення якої також невідомо.

В [5] пропонується для з'ясування характеру перехідного процесу розглядати властивості особливих точок, але цей метод доцільно використовувати лише для найпростіших випадків. В [6] пропонується при проведенні аналізу феромагнітних явищ використовувати аналітичні співвідношення, які отримані для вільних складових рішень диференціальних рівнянь (2) та (3). Але використання цих співвідношень разом зі співвідношеннями для вимушених складових рішень, по-перше, ускладнює аналіз, а, по-друге, використання методу суперпозиції для нелінійних систем не зовсім коректно та може бути прийнятим в суттєво обмежених випадках.

Відповідно до методу, що пропонується, доцільно від нелінійних диференціальних рівнянь, що описують ферорезонансні явища, перейти до лінійних диференціальних рівнянь зі змінними коефіцієнтами, які є функціями незалежної змінної, а саме періодичними функціями часу. Для цього будемо вважати, що розглянутим системам, які описуються рівняннями (2) та (3), притаманні малі відхилення  $\psi_x$  від найближчого рішення  $\psi_3$  має вигляд

$$\psi_3 = \psi + \psi_x. \quad (5)$$

Підставляючи (5) в (2) та враховуючи лише лінійні складові відносно  $\psi_x$ , а також тотожність лівої і правої частини (2) відносно рішення (4), отримуємо, що

$$\frac{d^2 \psi_x}{dt^2} + A_1 \psi_x + 3A_2 \psi^3 \varphi_x = 0. \quad (6)$$

Використовуючи (4) й виходячи з того, що у випадку консервативної системи  $\theta = 0$ , отримуємо

$$\frac{d^2 \psi_x}{dt^2} + A_1 \psi_x + 3A_2 (A \cos \omega t)^2 \varphi_x = 0. \quad (7)$$

З огляду на те, що  $\cos^2 \omega t$  можна представити через  $\cos 2\omega t$ , маємо

$$\frac{d^2 \psi_x}{dt^2} + \left( A_1 + \frac{3A^2 A_2}{2} + \frac{3A^2 A_2}{2} \cos 2\omega t \right) \psi_x = 0. \quad (8)$$

Використовуючи підстановки  $\psi_x = y$ , а  $\omega t = z$ , отримуємо стандартну форму запису рівняння Мат'є

$$\frac{d^2 y}{dz^2} + (a - 2q \cos 2z)y = 0, \quad (9)$$

$$\text{де } a = \frac{A_1 + 3A^2 A_2 / 2}{\omega^2}; \quad q = \frac{3A^2 A_2}{4\omega^2}.$$

В [2] отримане кубічне рівняння для визначення амплітудного значення величини  $A$ , яке має для прийнятих в дійсній статті позначень наступний вигляд

$$-\omega^2 A + A_1 A + \frac{3}{4} A_2 A^3 = B. \quad (10)$$

Враховуючи (10), зв'язок між  $\omega^2$  та величинами  $A$ ,  $A_1$ ,  $A_2$  та  $B$ , отримаємо наступні співвідношення для  $a$  та  $q$ .

$$a = \frac{A_1 + \frac{3}{2} A_2 A^2}{A_1 + \frac{3}{4} A_2 A^2 - \frac{B}{A}}; \quad (11)$$

$$q = \frac{-\frac{3}{4} A_2 A^2}{A_1 + \frac{3}{4} A_2 A^2 - \frac{B}{A}}.$$

Отримана стандартна форма рівняння Мат'є (9) є лінійним диференціальним рівнянням другого порядку, в якому період зміни коефіцієнту по змінній  $z$  дорівнює  $\pi$ . У випадку, коли  $A_2=0$ , значення  $q$  також дорівнює нулю і при  $a>0$  рішення рівняння (9) відповідає звичайним гармонійним коливанням. Якщо  $A_2 \neq 0$ , то  $q \neq 0$ , але  $|z_q| < A$ , множник при змінній  $y$  в рівнянні (9) є пульсуючим, залишаючись завжди таким, що є більшим нуля. В цьому випадку рішення рівняння (9), у певному сенсі, мають вигляд гармонійних функцій. На рис.1 наведена площина параметрів  $q$  та  $a$ , що розміщуються між кутом, який обмежений прямими  $z_q+a > 0$  та  $-z_q+a > 0$ , дають підставу вважати, що рішення рівняння (9) повинно бути стійким. У випадку, коли  $q>0$ ,  $a<0$  рішення (9) представляється гіперболічними функціями синуса та ко-

синуса, які необмежено зростають і є нестійкими. У випадку, коли  $|z_q| > 0$ , множник при змінній  $y < 0$  і рішення (9) будуть нестійкими.

У випадку, коли  $|q| \ll 1$ , можливо більш точно визначити значення  $q$  та  $a$ , які забезпечують стійкість рішення рівняння (9). Для цього доцільно використати метод збурень, відповідно до якого для визначення зон стійкості, рішення рівняння (9) будемо шукати у вигляді наступних рядів:

$$\begin{aligned} y(2) &= y_0(z) + qy_1(z) + q^2y_2(z) + \dots \\ a(q) &= a_0 + qa_1 + q^2a_2 + \dots \end{aligned} \quad (12)$$

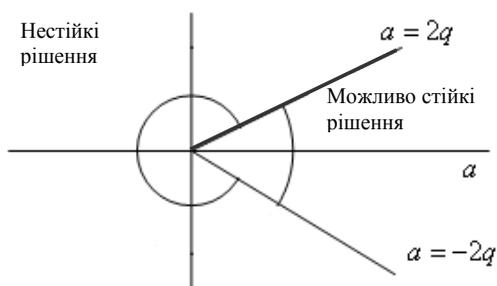


Рис. 1 – Графік для визначення стійкості рішень рівняння Мат'є.

Після підстановки (12) в (9) та угруповання складових при рівних ступенях  $q$  отримуємо

$$\begin{aligned} \frac{d^2 y_0}{dz^2} + a_0 y_0 &= 0; \\ \frac{d^2 y_1}{dz^2} + a_1 y_1 &= -a_1 y_0 + 2y_0 \cos 2z; \\ \frac{d^2 y_2}{dz^2} + a_0 y_2 &= -a_2 y_0 - a_1 y_1 + 2y_1 \cos 2z. \end{aligned} \quad (13)$$

Граничні співвідношення значень  $q$  та  $a$  можливо знайти, розглядаючи залежності між  $a$  та  $q$ , які мають періодичні рішення з періодом  $\pi$  та  $2\pi$ .

Нульове рішення отримаємо, використовуючи перше рівняння (13). Воно має вигляд

$$y_0 = C_0 \cos \sqrt{a_0} z + D_0 \sin \sqrt{a_0} z. \quad (14)$$

З (14) слідує, що для отримання періодичного рішення з періодом  $2\pi$  слід прийняти  $a_0=1$ . Це дає змогу друге рівняння системи (13) представити таким чином

$$\frac{d^2 y_1}{dz^2} + y_1 = -(a_1 - 1)C_0 \cos z - (a_1 + 1)D_0 \sin z + C_0 \cos 3z + D_0 \sin 3z. \quad (15)$$

Гармонічне рішення рівняння (15) повинно мати дві частини, одна з яких є нестійкою, а інша є періодичною функцією. З рівняння (15) слідує, що його рішення буде мати складові, що містять гармонічні функції зі змінними  $z$  та  $3z$ . Якщо прийняти  $a_1=1$ , то рішення рівняння (15) має вигляд

$$y_1 = C_1 \cos z + D_1 \sin z + D_0 z \cos z + \frac{1}{8}(C_0 \cos 3z + D_0 \sin 3z) \quad (16)$$

Перша, друга, четверта та п'ята складові співвідношення (16) є періодичними функціями, а третя складова цього співвідношення необмежено зростає і є нестійкою складовою. Це означає, що для  $a_0=1$  відповідна границя зони стійкості відповідає умові, згідно з якою  $a = a_0 + qa_1 = 1 + q$ . Якщо вибрати  $a_1 = -1$ , то  $y_1$  має вигляд співвідношення (16) за виключенням того, що в цьому випадку третя складова дорівнює  $C_0 z \sin z$ . В цьому випадку границя зони стійкості відповідає рівнянню  $a=1-q$ . Для визначення границі зони стійкості у випадку, коли одна частина рішень є зростаючою функцією, а інша є періодичною функцією з періодом, який дорівнює  $\pi$ , слід прийняти в (14), що  $a_0=y$ . При цьому рішення першого рівняння (13) має вигляд

$$y_0 = C_0 \cos 2z + D_0 \sin 2z. \quad (17)$$

Відповідно, друге рівняння системи (13)

$$\frac{d^2 y_1}{dz^2} + 4y_1 = -a_1(C_0 \cos 2z + B_0 \sin 2z) + C_0 + C_0 \cos 4z + D_0 \sin 4z. \quad (18)$$

Якщо взяти  $a_1=0$ , то рішення (18) має вигляд

$$y_1 = C_1 \cos 2z + D_1 \sin 2z + \frac{C_0}{4} - \frac{1}{12}(C \cos 4z + B \sin 4z) \quad (19)$$

З врахуванням (18) та (19) третє рівняння системи (13) приймає вид

$$\frac{d^2 y_2}{dz^2} + 4y_2 = (-a_2 + \frac{5}{12})C_0 \cos 2z - (a_2 + \frac{1}{12})D_0 \sin 2z + C_1 + C_1 \cos 4z + D_1 \sin 4z - \frac{C_0}{12} \cos 6z - \frac{B_0}{12} \sin 6z. \quad (20)$$

Якщо вибрати  $a_2 = -5/12$ , то в рівнянні (20) зникає перша складова правої частини і відповідна границя зони стійкості описується рівнянням

$$a = a_0 + qa_1 + q^2 a_2 = 4 + \frac{5}{12} q^2 \quad (21)$$

Якщо вибрати  $a_2 = -1/12$ , то в рівнянні (20) зникає друга складова правої частини і відповідна границя зони стійкості описується рівнянням

$$a = 4 - \frac{1}{12} q^2. \quad (22)$$

Для визначення границі зони стійкості при  $a_0=0$  в рішенні першого рівняння системи (13), яке має вигляд  $y_0 = C_0 + D_0 z$ , прийемо, що  $D_0=0$ . При цьому друге рівняння системи (13)

$$\frac{d^2 y_1}{dz^2} = -a_1 C_0 + 2C_0 \cos 2z. \quad (23)$$

Для виключення зростаючої складової в (23) потрібно вибрати, що  $a_1=0$ . Рішення (23) є гармонійна функція змінної  $z$  з періодом, що дорівнює  $\pi$

$$y_1 = -\frac{C_0}{2} \cos 2z. \quad (24)$$

Відповідно, останнє рівняння системи (13)

$$\frac{d^2 y_2}{dz^2} = -(a_2 + \frac{1}{2})C_0 - \frac{C_0}{2} \cos 4z. \quad (25)$$

Зростаюча складова в рішенні рівняння (25) буде відсутня, якщо  $a_2 = -1/2$ , а відповідна границя зони стійкості має вигляд  $a = -\frac{1}{2} q^2$ . Знайдені зони стійкості в площині  $q, a$ , побудовані на рис. 2.

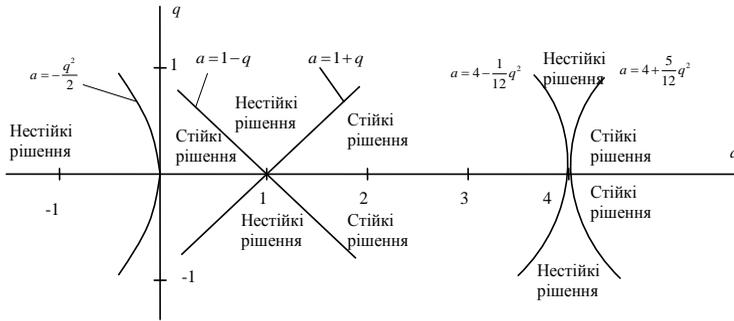


Рис. 2 – Границі зон стійкості.

Порівняння границь зон стійкості на рис. 1 та рис. 2, дає підстави стверджувати, що рівняння Мат'є практично всюди стійке, якщо  $a > 0$  та  $2q < a$ . Звичайно, що для більш точного визначення зон стійкості слід користуватися границями, що наведені на рис. 2.

У випадку ферорезонансу, який має місце в дисипативних системах, що описуються рівнянням (3) для переходу до рівняння Мат'є потрібно виключити складову, що має першу похідну. Для цього від змінної  $\psi$  потрібно перейти до змінної  $x$ , використовуючи для цього наступне перетворення

$$x = \psi e^{A_0 \frac{t}{2}} \text{ або } \psi = x e^{-A_0 \frac{t}{2}}. \quad (26)$$

Після використання перетворення (26) рівняння (3) запишемо у вигляді

$$\frac{d^2 x}{dt^2} + \left(\frac{A_0^2}{4} + A_1\right)x + A_2 e^{-A_0 t} x^3 = y_2(U, I) e^{\frac{A_0}{2} t}. \quad (27)$$

Для визначення стійкості рішень рівняння (27) пропонується використовувати чисельні методи, або знаходити рішення на певних інтервалах зміни часу, обчислюючи середнє значення коефіцієнта  $A_2 e^{-A_0 t}$  на цьому інтервалі часу, тобто вважаючи цей коефіцієнт на розглядаємому інтервалі часу постійним. В подальшому, використовуючи наведений вище метод аналізу стійкості за допомогою переходу до рівняння Мат'є, можливо визначитися з границями стійкості в площині  $a$  та  $q$ .

### Висновки:

1. Для визначення стійкості перехідних процесів при ферорезонансі в консервативних системах доцільно використовувати графо-

аналітичний метод, заснований на використанні диференціального рівняння Мат'є і аналізі значень коефіцієнтів цього рівняння.

2. Для визначення стійкості перехідних процесів при ферорезонансі в дисипативних системах необхідно, по-перше, виключити з диференціального рівняння, що описує явище ферорезонансу, складову, яка містить першу похідну розглядаємої змінної, а по-друге, знаходити рішення отриманого диференціального рівняння, на певних інтервалах часу, приймаючи при цьому, що коефіцієнт при нелінійній складовій є постійним на розглядаємому інтервалі часу.

**Список літератури:** 1. Атабеков Г.И., Купелян С.Д., Тимофеев А.Б., Хухриков С.С. Теоретические основы электротехники. Под редакцией Г.И. Атабекова, ч. 2 и 3. Нелинейные цепи. Электромагнитное поле. М. – Л., Энергия, 1966 – 280 с. 2. Кононов Б.Т., Кононова Е.А., Мушаров А.А. Феррорезонанс в электрических сетях с поперечной и продольной компенсацией потерь напряжения. Збірник наукових праць ХУПС. – Х.: ХУПС, 2012. – Вип. 1 (30). – С. 144-146. 3. Кононов Б.Т., Мушаров А.А. Феррорезонанс в электрических цепях с различными схемами соединения активного сопротивления, емкости и катушки с ферромагнитным сердечником. // Збірник наукових праць ХУПС. – Х.: ХУПС, 2012. – Вип. 2 (31). – С. 110-114. 4. Кононов Б.Т., Мушаров А.О. Ферорезонанс напруг в дисипативній системі. // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2012. – Вип. 4 (32). – С. 118-120. 5. Кононов Б.Т., Мушаров А.О. Дослідження стійкості ферорезонансних систем. // Наука і техніка Повітряних Сил Збройних Сил України. – Х.: ХУПС, 2013. – Вип. 2 (11). – С. 208-209. 6. Кононов Б.Т., Мушаров А.О. Аналітичні співвідношення для аналізу ферорезонансних явищ в електричних системах. // Системи озброєння і військова техніка. – Х.: ХУПС, 2013. – Вип. 1 (33). – С. 83-86.

*Надійшла до редколегії 24.09.2013*

#### **УДК 621.301**

**Дослідження стійкості перехідних процесів в електричних колах при ферорезонансі / Кононов Б.Т., Мушаров А.О.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 82-90. Бібліогр.: 6 назв.

В статье рассматривается графоаналитический метод определения условий устойчивости переходных процессов при феррорезонансе в консервативных и диссипативных системах, основанный на использовании уравнения Мат'е и анализе значений коэффициентов этого уравнения.

**Ключевые слова:** графоаналитический метод, переходные процессы, феррорезонанс, дифференциальные равенства.

The paper deals with graphical-analytical method for determining the conditions of stability of transitional regimes for ferroresonance in conservative and dissi-

pative systems based on the use of the Mathieu equation and analyzing the values of the coefficients of this equation.

**Keywords:** graph-analytical method, transients, ferroresonance, the differential equation.

*С.М. ТИХОВОД*, канд. техн. наук, доц., ЗНТУ, Запорожье

## **ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛИНОМОВ ЧЕБЫШЕВА ДЛЯ РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ**

На основе аппроксимации решения уравнений состояния полиномами Чебышева разработан метод расчета переходных процессов в электрических цепях. Предложена схемная интерпретация разработанного метода. Показано, что в специальной схеме замещения справедливы законы Кирхгофа для изображений токов в виде векторов, содержащих значения коэффициентов разложения этих токов по полиномам Чебышева.

**Ключевые слова:** полиномы Чебышева, переходные процессы, схемная интерпретация.

**Постановка задачи.** Переходные электромагнитные процессы в электротехнических системах, приводящие к броскам тока при коммутациях, представляют опасность для оборудования, а также влияют на надежность релейной защиты, поэтому исследование этих процессов актуально. Переходные процессы в электромагнитных устройствах могут быть весьма продолжительными, что приводит к значительному времени расчета. Реальные исследуемые цепи могут содержать несколько сотен элементов, что приводит к большим системам дифференциальных уравнений состояния. В настоящее время для решения таких систем широко применяются многошаговые методы численного интегрирования дифференциальных уравнений. Однако большой размер системы уравнений приводит к увеличению времени и снижению точности моделирования при использовании известных численных методов. Поэтому модификация методов численного решения интегродифференциальных уравнений, приводящая к сокращению времени расчета, а также наглядная схемная интерпретация этих методов является актуальной задачей.

**Цель данной работы** – разработка более быстродействующего метода расчета переходных электромагнитных процессов, использующего полиномиальную аппроксимацию решения, а также разработка удобной для практики схемной модели метода.

**Изложение материала.** Рассмотрим одноконтурную цепь переменного тока, содержащую резистивный ( $R$ ), индуктивный ( $L$ ) и емкостный ( $C$ ) элементы, включенные последовательно. Пусть до комму-

тации конденсатор был заряжен до напряжения  $u_C(0)$ . При подключении в момент  $t=0$  источника переменной ЭДС  $e(t)$  в цепи происходит переходный процесс, который описывается линейным интегродифференциальным уравнением с постоянными коэффициентами:

$$L \frac{di}{dt} + Ri + \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + u_C(0) = e(t). \quad (1)$$

Поставим условие, чтобы уравнение, составленное по закону напряжений Кирхгофа, соблюдалось точно в заданном ряде узловых временных точек  $t_0, t_1, \dots, t_N$  для некоторой функции, которая аппроксимирует зависимость тока от времени. В других точках закон Кирхгофа соблюдается с некоторой погрешностью. Это условие соответствует основам известных методов коллокаций.

Рядом исследователей [1-3] для решения дифференциальных уравнений предлагается использование полиномов Чебышёва, которые обладают важным свойством равномерности погрешности аппроксимации искомых функций этими полиномами. Представляется рациональным для аппроксимации решения интегро-дифференциальных уравнений, получаемых непосредственно на основании законов Кирхгофа, использование полиномов Чебышева.

Полиномы Чебышева 1-го рода определяются на отрезке  $[-1, 1]$  как:

$$T_n(x) = \cos(n \arccos(x)). \quad (2)$$

Вычисляются они рекурсией:

$$T_{n-1}(x) + T_{n+1}(x) = 2x T_n(x), \quad (3)$$

причем  $T_0(x) = 1$ ,  $T_1(x) = x$ .

Как известно [4], полиномы Чебышева 1-го рода ортогональны на сегменте  $[-1, 1]$  с весовой функцией  $h(x) = 1/\sqrt{1-x^2}$ , следовательно, некоторую функцию  $f(x)$ , имеющую на отрезке  $[-1, 1]$  непрерывные производные, можно разложить по полиномам Чебышева.

Для интерполяции на произвольном конечном отрезке  $t \in [a, b]$  нужно сделать замену переменной:

$$t = \frac{a+b}{2} + \frac{b-a}{2} x \Rightarrow x \in [-1, 1]. \quad (4)$$

Решение уравнения (1), как функцию от времени, в интервале времени  $t \in [a, b]$  аппроксимируем полиномами Чебышева 1-го рода:

$$i(t) \approx p(t) = c_0 T_0(t) + c_1 T_1(t) + c_2 T_2(t) + \dots + c_N T_N(t), \quad (5)$$



$$U_0(x) = 1, \quad U_1(x) = 2x, \quad U_{n-1}(x) + U_{n+1}(x) = 2xU_n(x). \quad (14)$$

Одним из эффективных способов выражения производной функции через полиномы Чебышева является дифференцирование полинома, полученного путем разложения функции по полиномам Чебышева [4]. Продифференцируем выражение (5):

$$\frac{di}{dt} \approx c_1 T_1'(t) + c_2 T_2'(t) + \dots + c_N T_N'(t). \quad (15)$$

В выражение (15) подставим поочередно значения времени  $t_1, t_2, \dots, t_N$ . В результате получим систему линейных уравнений, которая в матричной форме имеет вид:

$$\begin{bmatrix} i'_1 \\ i'_2 \\ \vdots \\ i'_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tau/2 & T'_2(x_1) & \dots & T'_N(x_1) \\ \tau/2 & T'_2(x_2) & \dots & T'_N(x_2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ \tau/2 & T'_2(x_N) & \dots & T'_N(x_N) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix}, \quad (16)$$

или

$$\mathbf{I}' = \mathbf{T} \mathbf{C}, \quad (17)$$

где  $\mathbf{T}$  – матрица системы линейных уравнений (16),

$\tau = b - a$ ,

$\mathbf{I}' = [i'(t_1) \ i'(t_2) \ \dots \ i'(t_N)]^T$  – вектор значений производных тока для точек с номером  $k=1, 2, \dots, N$ .

Для вычисления интеграла используем квадратурную схему Кленшоу-Куртиса, описанную в работе [1]. Проинтегрируем выражение (5) от  $t_0$  до  $t_k$ :

$$J_k = \int_{t_0}^{t_k} p(t) dt = \int_{t_0}^{t_k} (c_0 T_0(t) + c_1 T_1(t) + c_2 T_2(t) + \dots + c_N T_N(t)) dt. \quad (18)$$

Воспользуемся свойством разложения интеграла функции  $f(x)$  по полиномам Чебышева: если

$$f(x) = \sum_{i=0}^{N-1} c_i T_i(x), \quad (19)$$

то интеграл определяется рекурсивной формулой [4]:

$$\int f(x) dx = \sum_{i=0}^{N-1} \frac{c_{i-1} - c_{i+1}}{2i} T_i(x). \quad (20)$$

В результате, используя свойство (20) для выражения (18), получим:

$$\begin{aligned}
 J_k = & d_0 T_0(t_k) + \frac{c_0 - c_2}{2} T_1(t_k) + \frac{c_1 - c_3}{2 \cdot 2} T_2(t_k) + \frac{c_2 - c_4}{2 \cdot 3} T_3(t_k) + \\
 & + \frac{c_3 - c_5}{2 \cdot 4} T_4(t_k) + \dots + \frac{c_{N-1}}{2 \cdot N} T_N(t_k) - \left[ d_0 T_0(t_0) + \frac{c_0 - c_2}{2} T_1(t_0) + \right. \\
 & \left. + \frac{c_1 - c_3}{2 \cdot 2} T_2(t_0) + \frac{c_2 - c_4}{2 \cdot 3} T_3(t_0) + \frac{c_3 - c_5}{2 \cdot 4} T_4(t_0) + \dots + \frac{c_{N-1}}{2 \cdot N} T_N(t_0) \right].
 \end{aligned} \quad (21)$$

Учтем в (21), что  $T_0(t) = 1$ ,  $T_1(t) = \frac{2t}{\tau} - \frac{a+b}{\tau}$  и получим:

$$\begin{aligned}
 J_k = & \frac{1}{2\tau} (t_k - t_0) c_0 + \frac{1}{2 \cdot 2} [T_2(t_k) - T_2(t_0)] c_1 + \dots + \\
 & + \left[ \frac{T_{k+1}(t_k) - T_{k+1}(t_0)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(t_k) - T_{k-1}(t_0)}{2(k-1)} \right] c_k + \dots + \\
 & + \left[ -\frac{T_{N-1}(t_k) - T_{N-1}(t_0)}{2(N-1)} \right] c_N.
 \end{aligned} \quad (21)$$

Выразим коэффициент  $c_0$  через начальное значение тока  $i_0$ :

$$c_0 = i_0 - [c_1 T_1(t_0) + c_2 T_2(t_0) + \dots + c_N T_N(t_0)]. \quad (23)$$

Обозначив отклонение  $\delta_k = t_k - t_0$  и подставив (23) в (22), получим:

$$\begin{aligned}
 J_k = & \int_{t_0}^{t_k} p(t) dt = \frac{\delta_k}{\tau} i_0 + \left\{ \frac{1}{2 \cdot 2} [T_2(t_k) - T_2(t_0)] - T_1(t_0) \frac{\delta_k}{\tau} \right\} c_1 + \dots \\
 & + \left\{ \left[ \frac{T_{k+1}(t_k) - T_{k+1}(t_0)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(t_k) - T_{k-1}(t_0)}{2(k-1)} \right] - T_k(t_0) \frac{\delta_k}{\tau} \right\} c_k + \dots \\
 & + \left\{ \left[ -\frac{T_{N-1}(t_k) - T_{N-1}(t_0)}{2(N-1)} \right] - T_N(t_0) \frac{\delta_k}{\tau} \right\} c_N.
 \end{aligned} \quad (24)$$

Записав выражение (24) при изменении номера  $k$  от 1 до  $N$ , получим систему уравнений, которая в матричной форме имеет вид:

$$\mathbf{J} = \begin{bmatrix} J_1 \\ J_2 \\ \vdots \\ J_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} c_1 \\ c_2 \\ \vdots \\ c_N \end{bmatrix} + i_0 \begin{bmatrix} \delta_1 \\ \delta_2 \\ \vdots \\ \delta_N \end{bmatrix} \cdot \frac{1}{\tau}, \quad (25)$$

ИЛИ

$$\mathbf{J} = \mathbf{S} \mathbf{C} + \Delta \cdot i_0 / \tau, \quad (26)$$

где  $\mathbf{J}$  – вектор интегралов (24) для значений  $k=1, 2, \dots, N$ ;

$$\Delta = [\delta_1 \quad \delta_2 \quad \dots \quad \delta_N]^T; \quad (27)$$

$$s_{jk} = \left[ \frac{T_{k+1}(t_j) - T_{k+1}(t_0)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(t_j) - T_{k-1}(t_0)}{2(k-1)} \right] - T_k(t_0) \frac{\delta_j}{\tau}.$$

Преобразуем интегро-дифференциальное уравнение (1) с учетом аппроксимации (5) для точек  $k = 1, 2, \dots, N$ . Получим в матричной форме выражение:

$$L\mathbf{I} + R\mathbf{I} + B\mathbf{J} + u_{C0} = \mathbf{e}, \quad (28)$$

где  $B=1/C$ ,  $\mathbf{e}$  – вектор значений ЭДС источника в точках 1, 2, ...,  $N$  текущего временного сегмента;  $u_{C0}$  – значение напряжения на конденсаторе в точке  $t_0$ .

Если подставить в (28) матрицы  $\mathbf{I}$  (11),  $\mathbf{I}'$  (17),  $\mathbf{J}$  (26), то получим выражение закона напряжений Кирхгофа для изображений.

$$(L\mathbf{T} + R\mathbf{V} + B\mathbf{S})\mathbf{C} = \mathbf{e} - u_{C0} - R i_0 - B\Delta \cdot i_0 / \tau. \quad (29)$$

Решение линейного уравнения (29) может быть получено как:

$$\mathbf{C} = (L\mathbf{T} + R\mathbf{V} + B\mathbf{S})^{-1}(\mathbf{e} - u_{C0} - R i_0 - B\Delta \cdot i_0 / \tau),$$

или каким-либо другим методом. Зная вектор  $\mathbf{C}$  коэффициентов полиномиальной аппроксимации и начальное значение тока  $i_0$  можно определить значения тока во всех произвольных точках временного сегмента  $\tau$  согласно (5):

$$i(t) \approx i_0 + c_1(T_1(t) - T_1(t_0)) + c_2(T_2(t) - T_2(t_0)) + \dots + c_N(T_N(t) - T_N(t_0)). \quad (30)$$

**Схемная интерпретация метода численного расчета переходных процессов в магнитоэлектрических цепях.** Уравнение (29) можно интерпретировать следующим образом. Пусть в исходной ветви  $R$ - $L$ - $C$  протекает ток  $i(t)$ . Этой ветви соответствует ветвь замещения (рис. 1), по которой протекает изображение  $\mathbf{C}$ , тока  $i(t)$ .

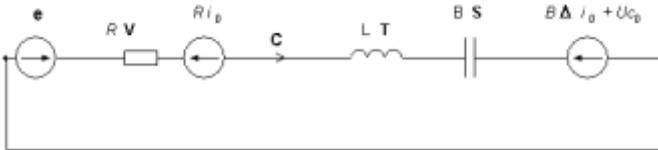


Рис. 1 – Схема замещения одноконтурной  $R$ - $L$ - $C$ - $e$  цепи.

Изображение  $\mathbf{C}$  – это вектор коэффициентов разложения тока  $i(t)$  по полиномам Чебышева. При этом в ветви замещения резистивный

элемент имеет изображение сопротивления  $R\mathbf{V}$  и последовательно с ним навстречу току включается постоянной ЭДС величиной  $R \cdot i_0$  (см. рис. 1). Индуктивный элемент имеет изображение  $L\mathbf{T}$ , а емкостный элемент – изображение  $B\mathbf{S}$  и последовательно с ним навстречу току включается источник постоянной ЭДС величиной  $B\Delta i_0 + u_{C0}$ .

Докажем, что в узлах схемы замещения для изображений  $\mathbf{C}$  соблюдается закон токов Кирхгофа. Для этого воспользуемся уравнением (11). В любом узле электрической цепи для токов ветвей, принадлежащих узлу, в любой момент времени  $a$ , следовательно, для токов в начале интервала  $i_0$  и для векторов токов  $\mathbf{I}$  выполняется закон токов Кирхгофа:

$$\sum_{k=1}^b (\mathbf{I}_k - i_{0k}) = \sum_{k=1}^b \mathbf{V} \cdot \mathbf{C}_k = 0, \quad (31)$$

где  $b$  – количество ветвей, сходящихся к узлу,  $k$  – текущий номер ветви, сходящейся к узлу.

Если уравнение (31) умножить на матрицу, обратную матрице  $\mathbf{V}$ , то получим:

$$\sum_{k=1}^b \mathbf{C}_k = 0. \quad (32)$$

Из изложенного сделаем *выводы*. Реальному току  $i(t)$  соответствует векторное изображение  $\mathbf{C}$  в схеме замещения, показанной на рис. 1. Все изображения  $\mathbf{C}$  тока в схеме замещения удовлетворяют законам Кирхгофа, если схема замещения составляется по следующим правилам:

- источник ЭДС заменяется векторным источником  $\mathbf{e}$ , содержащим значения ЭДС в  $N$  опорных точках;
- резистивный элемент имеет изображение сопротивления  $R\mathbf{V}$  и последовательно с ним навстречу току включается дополнительный источник ЭДС  $Ri_0$ ;
- индуктивный элемент имеет изображение сопротивления  $L\mathbf{T}$ ;
- емкостный элемент имеет изображение сопротивления  $B\mathbf{S}$  и последовательно с ним навстречу току включается дополнительный источник ЭДС  $B\Delta i_0 + u_{C0}$ .

Следовательно, при известных значениях токов ветвей  $i_{0k}$  и напряжений на конденсаторах  $u_{C0k}$  в начале сегмента  $[t_0, t_N]$ , система уравнений, составленная по законам Кирхгофа для изображений токов для всех узлов без одного и для всех главных контуров, имеет един-

ственное решение. В результате решения системы линейных алгебраических уравнений получаем векторы  $\mathbf{C}_k$ , содержащие значения коэффициентов разложения функций токов по полиномам Чебышева для всех ветвей. Зная для любой ветви коэффициенты разложения тока  $i(t)$  по полиномам Чебышева, значение  $i_0$  и напряжение на конденсаторе  $u_{C0}$  в начальной точке  $t_0$ , мы можем получить значение тока во всех узловых точках в интервале времени  $[t_0, t_N]$ :

$$\mathbf{I} = \mathbf{V} \cdot \mathbf{C} + i_0. \quad (33)$$

Также можно получить значение тока во всех произвольных точках любого из  $N$  отрезков в сегменте времени  $[t_0, t_N]$  согласно (30). Напряжение на конденсаторе в момент времени  $t$  вычисляется по формуле:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i(t) dt + u_C(0). \quad (34)$$

Интеграл тока согласно (24) выражается формулой:

$$\begin{aligned} J(t) = \int_{t_0}^t p(t) dt = \frac{\delta(t)}{\tau} i_0 + \left\{ \frac{1}{2 \cdot 2} [T_2(t) - T_2(t_0)] - T_1(t_0) \frac{\delta(t)}{\tau} \right\} c_1 + \dots \\ + \left\{ \left[ \frac{T_{k+1}(t) - T_{k+1}(t_0)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(t) - T_{k-1}(t_0)}{2(k-1)} \right] - T_k(t_0) \frac{\delta(t)}{\tau} \right\} c_k + \dots \quad (35) \\ + \left\{ \left[ -\frac{T_{N-1}(t) - T_{N-1}(t_0)}{2(N-1)} \right] - T_N(t_0) \frac{\delta(t)}{\tau} \right\} c_N, \end{aligned}$$

где

$$\delta(t) = t - t_0. \quad (36)$$

Тогда напряжение на конденсаторе в момент времени  $t$  равно:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} J(t) + u_C(0). \quad (37)$$

**Оценка погрешности и ее минимизация.** Если положения опорных точек в сегменте выбирать не равномерно, а в нулях полиномов Чебышева:

$$x_k = -\cos \left[ \frac{2k+1}{2N+2} \right], \quad k=0, 1, \dots, N. \quad (38)$$

то погрешность интерполяции можно существенно снизить. В этом случае плотность опорных точек сгущается на краях сегмента. Полином, полученный по системе опорных точек, расположенных в нулях полиномов Чебышёва, близок к минимаксному. Минимаксный поли-

ном минимизирует максимальное отклонение от аппроксимируемой функции [4].

Оценим погрешность  $R$  интерполяции временной функции решения для тока, производной и интеграла тока по времени. Согласно [6] погрешность  $R$  аппроксимации полиномом  $p(t)$  степени  $N$  некоторой функции  $f(t)$ , имеющей ограниченные непрерывные производные до степени  $N$  на участке  $[a, b]$ , при условии, что в  $N$  различных точек полином совпадает с функцией  $f(t)$ , определяется выражением:

$$R = f(t) - p(t) = \frac{f^{(N)}(\zeta)\omega(t)}{N!}, \quad (39)$$

где

$$\omega(t) = (t - t_0)(t - t_1) \cdots (t - t_N), \quad (40)$$

$$\zeta \in [a, b].$$

Если положения опорных точек выбирать в нулях полиномов Чебышева, то полином (40) имеет вид:

$$\omega_N(t) = (b-a)^N \cdot 2^{1-2N} T_N \left( \frac{2t - (b+a)}{b-a} \right). \quad (41)$$

Чебышевская норма данного полинома равна:

$$\|\omega_N(t)\| = (b-a)^N \cdot 2^{1-2N}.$$

Тогда погрешность  $R$  аппроксимации полиномами Чебышева можно оценить как:

$$R \leq \frac{M_N (b-a)^N \cdot 2^{1-2N}}{N!}, \quad (42)$$

где  $M_N = \max |f^{(N)}(\zeta)|$ .

Формула (42) показывает, что погрешность аппроксимации функции полиномами Чебышёва при выборе положения опорных точек в нулях полиномов Чебышёва, в  $2^{1-2N}$  раз меньше, чем при равномерном расположении опорных точек.

Оценим теперь погрешность интерполяции производной тока по времени. Поскольку

$$i(t) = p(t) + R(t), \quad (43)$$

$$\text{то } i'(t) = p'(t) + R'(t).$$

Согласно (39), (41) имеем:

$$R'(t) = (b-a)^N \cdot 2^{1-2N} \frac{M_N}{N!} T'_N \left( \frac{2t - (b+a)}{b-a} \right). \quad (44)$$

Учитывая, что  $|T'_{N+1}(x)| \leq (N+1)^2$ ,

$$|R'(t)| \leq (b-a)^N \cdot 2^{1-2N} \frac{M_N(N+1)^2}{N!}. \quad (45)$$

Это означает, что погрешность аппроксимации производной в  $(N+1)^2$  раз больше, чем погрешность аппроксимации самой функции тока.

Оценим теперь погрешность интерполяции интеграла тока по времени. Проинтегрируем выражение (5):

$$\int_{t_0}^t i(t) dt = \int_{t_0}^t p(t) dt + \int_{t_0}^t R(t) dt.$$

Согласно (39), (41):

$$\int_{t_0}^t R(t) dt = (b-a)^N \cdot 2^{1-2N} \frac{M_N}{N!} \int_{t_0}^t T_N \left( \frac{2t - (b+a)}{b-a} \right) dt. \quad (46)$$

С учетом того, что интеграл полинома Чебышева имеет свойство:

$$\int_{x_0}^x T_k(x) dx = \left\{ \left[ \frac{T_{k+1}(x) - T_{k+1}(x_0)}{2(k+1)} - \frac{T_{k-1}(x) - T_{k-1}(x_0)}{2(k-1)} \right] \right\}, \quad (47)$$

преобразуем выражение (46):

$$\left| \int_{x_0}^x T_k(x) dx \right| \leq \left| \frac{|T_{k+1}(x)| + |T_{k+1}(x_0)|}{2(k+1)} + \frac{|T_{k-1}(x)| + |T_{k-1}(x_0)|}{2(k-1)} \right| \leq \frac{1}{k+1} + \frac{1}{k-1}. \quad (48)$$

Учитывая, что полиномы Чебышева по модулю меньше единицы, получим следующую оценку погрешности аппроксимации интеграла:

$$\left| \int_{t_0}^t R(t) dt \right| \leq (b-a)^N \cdot 2^{1-2N} \frac{M_N}{N!} \left[ \frac{1}{N+1} + \frac{1}{N-1} \right]. \quad (49)$$

Оценка (49) показывает, что погрешность аппроксимации интеграла функции тока значительно меньше, чем погрешность аппроксимации самой функции тока.

В формулы оценки погрешности (42), (45) и (49) входит множитель  $\tau^N = (b-a)^N$ , поэтому от размера временного сегмента в значительной мере зависит погрешность. На больших интервалах изменения независимой переменной  $t \gg \tau$  весь интервал следует разбить на не-

сколько сегментов, а уравнение (29) следует решать на одном сегменте методом циклической прогонки, увеличивая каждый раз, текущее время на значение  $\tau$ .

Во все формулы оценки погрешности (42), (45) и (49) также входит множитель, равный значению  $N$ -ой производной решения. Это значение заранее неизвестно, но может быть оценено с помощью правила Рунге. Это правило заключается в том, что выполняется расчет с некоторым размером сегмента  $\tau$ , а затем выполняется расчет с уменьшенным вдвое значением  $\tau$  при одном и том же значении  $N$ . Численный эксперимент дает расхождение значений расчетов. Это расхождение равно разности погрешностей, главная из которых – погрешность аппроксимации производной. Согласно (45) получим разность максимальных погрешностей:

$$\Delta_r = \left( \tau^N - (\tau/2)^N \right) \cdot 2^{1-2N} \frac{M_N(N+1)^2}{N!},$$

откуда

$$M_N = \frac{\Delta_r N!}{\left( \tau^N (1 - (1/2)^N) \right) \cdot 2^{1-2N} (N+1)^2}. \quad (50)$$

Оценить значение погрешности производной можно и другим способом. Согласно (17), производная решения находится как функция разложения по  $N$  полиномам Чебышева. Поскольку свойством полиномов Чебышёва является то, что при отбрасывании последнего члена разложения другие коэффициенты разложения не изменяются, значение  $(N+1)$ -го члена разложения производной может характеризовать погрешность аппроксимации производной решения.

#### Пример расчета переходного процесса в электрической цепи.

Для апробации разработанного метода составлена компьютерная программа для расчета переходного процесса в электрической цепи (рис. 2). Требуется рассчитать переходный процесс изменения токов после замыкания ключа.

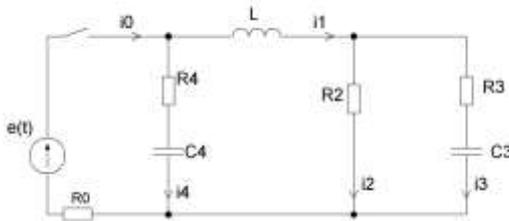


Рис. 2 – Электрическая схема исследуемой модельной цепи.

Согласно сформулированным правилам составим схему замещения для изображений токов (рис. 3).

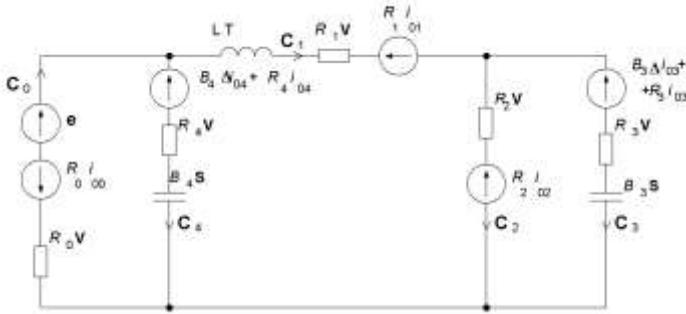


Рис. 3 – Схема замещения для модельной цепи.

На схеме замещения дополнительные источники ЭДС имеют следующие обозначения индексами: первый индекс – "0" означает, что берется значение тока в точке  $k=0$  текущего временного сегмента; второй индекс обозначает номер ветви в цепи.  $C_0-C_4$  – векторы изображения токов ветвей. Система уравнений, составленная по законам Кирхгофа для изображений токов, имеет следующий вид:

$$\left. \begin{aligned} C_0 - C_1 - C_4 &= 0; \\ C_1 - C_2 - C_3 &= 0; \\ R_0 \mathbf{V} C_0 + R_4 \mathbf{V} C_4 + B_4 \mathbf{S} C_4 &= \mathbf{e} - R_0 i_{00} - R_4 i_{04} - B_4 \Delta i_{04} - u_{C04}; \\ R_1 \mathbf{V} C_1 + L T C_1 + R_2 \mathbf{V} C_2 - B_4 \mathbf{S} C_4 - R_4 \mathbf{V} C_4 &= -R_1 i_{01} - R_2 i_{02} + B_4 \Delta i_{04} + u_{C04} + R_4 i_{04}; \\ -R_2 \mathbf{V} C_2 + R_3 \mathbf{V} C_3 + B_3 \mathbf{S} C_3 &= R_2 i_{02} - R_3 i_{03} - B_3 \Delta i_{03}, \end{aligned} \right\} (51)$$

где  $i_{00}, i_{01}, i_{02}, i_{03}, i_{04}, u_{C03}, u_{C04}$  – значения токов ветвей 0-4 и напряжений на конденсаторах 3, 4 в начале текущего цикла,  $\Delta$  – вектор отклонений узловых точек от нулевой точки.

Система уравнений (51) для изображений токов и напряжений является системой алгебраических уравнений с постоянными коэффициентами и имеет единственное решение – векторы  $C_b$ , где номер ветви  $b=0 \dots 4$ .

По программе VTS-C, составленной согласно предложенному методу, выполнен расчет переходного процесса, результаты которого представлены на рис. 4. График тока  $i_1(t)$ , полученный в результате расчета, представлен на рис. 4.

Для оценки точности вычислений предложенным методом выполнен также точный аналитический расчет переходного процесса при

тех же значениях исходных данных. Полученное аналитическое выражение для тока  $i_1(t)$  имеет вид:

$$i_1(t) = A_1 e^{P_1 t} + A_2 e^{P_2 t} + A_3 e^{P_3 t} + I_{1m} \sin(\omega t + \psi), \quad (52)$$

На графике рис. 4 совмещены кривые, полученные численным методом и табулированием аналитического решения, причем значения, соответствующие точному аналитическому выражению (52), показаны крупными точками. Размер временного сегмента при расчете предложенным методом выбран таким, чтобы отклонение вычисленных значений тока от соответствующих точных значений не превышало 1% (при уменьшении сегмента погрешность уменьшается). Выполнен также расчет модельной задачи при использовании метода Гира с максимальным постоянным шагом интегрирования таким, чтобы отклонение значений тока от соответствующих точных значений также не превышало 1%.

С помощью операторов tic/toc оценивалось процессорное время расчета. Сравнение процессорного времени расчета модельной задачи по предложенному методу и по методу Гира показало, что при решении модельной задачи предложенный метод имеет быстродействие более чем в четыре раза лучшее, чем многошаговый метод Гира.

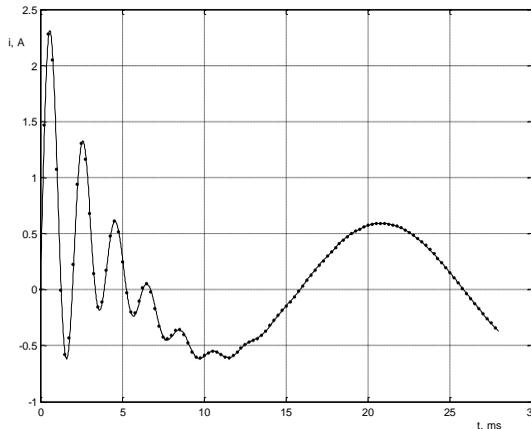


Рис. 4 – Зависимость тока  $i_1(t)$ , полученная в результате расчета по программе VTS-C.

Это можно объяснить следующими соображениями:

– в предложенном методе уже известна форма решения (полиномиальная), поэтому достаточно найти решение в довольно редких

опорных точках, а в промежуточных точках оно определяется по формуле (30);

– за каждый цикл выполнялся расчет не одного, а группы  $N$  шагов интегрирования в одном сегменте;

– предложенный метод интерпретирует как одну ветвь несколько элементов, включенных последовательно;

– сокращение системы уравнений достигается также за счет того, что уравнения численного метода отдельно составлять не нужно, так как они заложены в схему замещения для изображений.

**Выводы.** Предложенный метод расчета переходных процессов в электрических цепях позволяет сводить интегро-дифференциальные уравнения состояния к алгебраическим уравнениям. Сравнение процессорного времени расчета модельной задачи предложенным методом и методом Гира показало, что при решении модельной задачи предложенный метод имеет быстродействие более чем в четыре раза лучшее, чем многошаговый метод Гира.

**Список литературы:** 1. *Васильев Н.И.* Применение полиномов Чебышева в численном анализе / *Н.И. Васильев, Ю.А. Клоков, А.Я. Шкерстена.* – Рига: Зинатне. – 1984. – 240 с. 2. *Татевян С.К.* Численное интегрирование обыкновенных дифференциальных уравнений с использованием рядов Чебышева / *С.К. Татевян, Н.А. Сорокин, С.Ф. Залеткин.* Вычислительные методы и программирование. – 2002. – Т. 3. – С. 52-81. 3. *Пашковский С.* Вычислительные применения многочленов и рядов Чебышева / *С. Пашковский.* – М.: Наука, ГРФМЛ, 1983. – 384 с. 4. *Ильина В.А.* Численные методы для физиков-теоретиков / *В.А. Ильина, П.К. Силаев.* – Москва-Ижевск: Институт компьютерных исследований. – 2003. – 132 с. 5. *Данилов Ю.А.* Многочлены Чебышева / *Ю.А. Данилов.* – Минск: Вышэйшая школа, 1984. – 157 с. 6. *Бахвалов Н.С.* Численные методы / *Н.С. Бахвалов, Н.П. Жидков, Г.М. Кобельков.* – М.: Наука, 1987. – 630 с.

*Поступила в редколлегию 07.10.2013*

**УДК 621.3.011:519.6**

**Использование полиномов Чебышева для расчета переходных процессов в электрических цепях / Тиховод С.М.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 91-105. Бібліогр.: 6 назв.

На основі апроксимації розв'язку рівнянь стану поліномами Чебишева розроблено метод розрахунку перехідних процесів в електричних колах. Запропоновано схемну інтерпретацію розробленого методу. Показано, що в спеціальній схемі заміщення справедливі закони Кірхгофа для зображень струмів

у виді векторів, що містять значення коефіцієнтів розкладання цих струмів по поліномах Чебишева.

**Ключові слова:** поліноми Чебишева, перехідні процеси, схемна інтерпретація.

Computation of transients in electric circuits is developed on the basis of approximation of state equations solution by using of Chebyshev's polynoms. Circuit interpretation of the developed method is offered. It is shown that Kirchoff's rules for images of currents in the form of the vectors, containing the factors values of Chebyshev's polynoms decomposition of these currents, are fair in the special equivalent circuit.

**Keywords:** Chebyshev's polynoms, transients, circuit interpretation.

**А.В. ГНАТОВ**, канд. техн. наук, доцент, ХНАДУ, Харьков

**С.А. ШИНДЕРУК**, аспирант, ХНАДУ, Харьков

**Д.П. ПЕТРЕНКО**, магистрант, ХНАДУ, Харьков

**УНИВЕРСАЛЬНЫЙ ИНСТРУМЕНТ БЕСКОНТАКТНОЙ  
МАГНИТНО-ИМПУЛЬСНОЙ РИХТОВКИ –  
СИММЕТРИЧНАЯ ИНДУКЦИОННАЯ ИНДУКТОРНАЯ  
СИСТЕМА**

Проведен анализ электродинамических процессов и их расчет в универсальном инструменте бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки с одинаковыми тонкостенными листовыми ферромагнетиками, между которыми размещён круговой виток индуктора. По полученным аналитическим соотношениям выполнены численные оценки возбуждаемых усилий, которые производят деформирование (выравнивание) тонкостенного металла.

**Ключевые слова:** магнитно-импульсная обработка металлов, индукторная система, электромагнитные процессы, тонкостенная листовая металл, рихтовка.

**Постановка проблемы.** Современное состояние технического развития общества предполагает переход к новым, соответствующим данному этапу развития, технологическим операциям. Выполнение данных операций, традиционными техническими методами, уже не представляется возможным. Это находит своё отражение в тех отраслях промышленности, например, автомобильной и авиационной, где необходим ремонт и восстановление тонкостенных металлических изделий, например, панелей кузовных элементов транспортных средств [1-3].

Разработки инструментов для магнитно-импульсного притяжения листовых металлов инициированы, производственными операциями по реставрации кузовных покрытий легковых автомобилей и корпусов самолётов. Здесь речь идет о восстановлении поврежденных металлических поверхностей, т.е. производится удаление вмятин, появившихся по тем или иным причинам в процессе эксплуатации. Причем, как показывает опыт, наибольший интерес вызывает возможность применения, так называемой, внешней рихтовки без разборки корпуса и нарушения существующего лакокрасочного покрытия [4]. Исполни-

тельными элементами такой операции выступают различной конструкции индукторные системы – инструменты бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки. Особое место среди таких инструментов занимают индукционные индукторные системы – универсальные инструменты.

**Анализ основных достижений и публикаций.** Индукционные индукторные системы впервые были предложены и описаны авторами работы [3]. Их первоначальное назначение состояло в создании сил магнитно-импульсного притяжения немагнитных металлов. Принцип действия был основан на взаимодействии проводников с одинаково направленными токами (закон Ампера). Таковыми являются собственно объект обработки – тонкий металлический лист и дополнительный конструктивный элемент индукторной системы – проводящий вспомогательный экран.

Из феноменологических соображений очевидно, что в универсальном инструменте с ферромагнитными элементами помимо сил притяжения, обусловленных законом Ампера, обрабатываемая заготовка будет испытывать также и притяжение, обусловленное магнитными свойствами её металла.

Электромагнитные процессы в универсальных инструментах на основе индукционных индукторных систем с вспомогательным экраном и листовой заготовкой из нержавеющей стали были исследованы авторами работ [4-6]. Очевидно, что системы с ферромагнитными составляющими представляют не меньший интерес в практике создания действенных инструментов для выполнения производственных операций рихтовки.

Априори, наиболее простой конструктивно и достаточно эффективной представляется индукционная индукторная система с идентичными тонкостенными листовыми экраном и заготовкой. Геометрическая и электродинамическая симметрия такой конструкции инструмента должна обеспечить квадратичную зависимость его силовых характеристик от параметров тока, возбуждающего систему.

**Цель настоящего рассмотрения** – расчет и анализ электродинамических процессов в универсальном инструменте бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки с одинаковыми тонкостенными листовыми ферромагнетиками, между которыми размещён круговой виток индуктора.

**Анализ электродинамических процессов.** Для анализа электромагнитных процессов примем расчётную модель в цилиндрической системе координат, показанную на рис. 1.

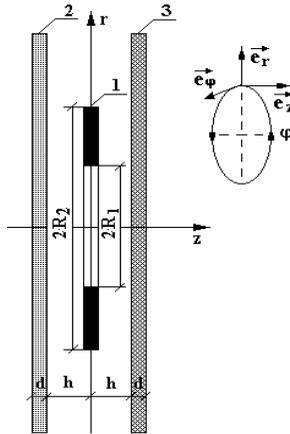


Рис. 1. Расчетная модель в цилиндрической системе координат ( $\vec{e}_r, \vec{e}_\varphi, \vec{e}_z$  – направляющие орты), 1 – виток индуктора ( $R_1, R_2$  – внутренний и внешний радиусы); 2 – экран ( $d$  – толщина); 3 – заготовка ( $d$  – толщина);  $h$  – расстоянии от витка индуктора до экрана или заготовки.

При решении примем следующие допущения:

- Амплитудно-временные параметры тока индуктора  $I(t)$  таковы, что справедливо квазистационарное приближение по Ландау [7]:  $\frac{\omega}{c} \cdot l \ll 1$ , где  $\omega$  – циклическая частота,  $c$  – скорость света в вакууме,  $l$  – характерный размер системы;
- плоский виток индуктора имеет цилиндрическую форму ( $R_1, R_2$  – внутренний и внешний радиусы), его толщина пренебрежимо мала, так что металл витка не оказывает никакого влияния на протекающие электромагнитные процессы;
- имеет место аксиальная симметрия ( $\partial/\partial\varphi = 0$ ,  $\varphi$  – азимутальный угол) и симметрия системы относительно плоскости витка индуктора  $z=0$ ;
- экран и заготовка есть одинаковые листовые металлы с довольно большими поперечными размерами, достаточно малой толщиной –  $d$ , электропроводностью –  $\gamma$  и абсолютной магнитной проницаемостью –  $\mu = \mu_r \cdot \mu_0$  ( $\mu_r$  – относительная магнитная проницаемость,  $\mu_0$  – магнитная проницаемость вакуума), они расположены на одинаковом расстоянии от витка индуктора –  $h$ .

Уравнения Максвелла для возбуждаемых составляющих вектора электромагнитного поля ( $E_\varphi \neq 0$ ,  $H_{r,z} \neq 0$ ), преобразованных по Лапласу с учётом нулевых начальных условий, имеют вид [7, 8]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial H_r(p, r, z)}{\partial z} - \frac{\partial H_z(p, r, z)}{\partial r} = j_\varphi(p, r, z); \end{array} \right. \quad (1)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{r} \cdot \frac{\partial}{\partial r} (r \cdot E_\varphi(p, r, z)) = -\mu_c \cdot p \cdot H_z(p, r, z); \end{array} \right. \quad (2)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{\partial E_\varphi(p, r, z)}{\partial z} = \mu_c \cdot p \cdot H_r(p, r, z), \end{array} \right. \quad (3)$$

где  $p$  – параметр преобразования Лапласа;

$$E_\varphi(p, r, z) = L\{E_\varphi(t, r, z)\}; \quad H_{r,z}(p, r, z) = L\{H_{r,z}(t, r, z)\};$$

$$j_\varphi(p, r, z) = L\{j_\varphi(t, r, z)\}.$$

В общем случае плотность тока в правой части уравнения (1) записывается в виде:

$$j_\varphi(p, r, z) = (p \cdot \varepsilon_0 + \gamma) \cdot E_\varphi(p, r, z) + j_{\varphi i}(p, r, z), \quad (4)$$

где  $j_{\varphi i}(t, r, z)$  – плотность стороннего тока в индукторе,

$$j_{\varphi i}(p, r, z) = j(p) \cdot f(r) \cdot \delta(z), \quad j(p) = \frac{I(p)}{R_2 - R_1}; \quad I(p) = L\{I(t)\}, \quad I(t) – \text{ток}, \quad f(r)$$

– функция радиального распределения тока в витке индуктора;  $\delta(z)$  – дельта-функция Дирака,  $\varepsilon_0$  – диэлектрическая проницаемость вакуума.

Решая полученные уравнения известными математическими методами [8], во избежание громоздкости в изложении, опустим промежуточные выкладки, и запишем окончательное выражение для искоемых величин возбуждаемых сил.

Нормальная компонента силы Лоренца (отталкивание),

$$F_{L\perp}(\varphi, r) = F_{Lm}(\varphi) \cdot \int_0^d I_1(r, \zeta) \cdot I_2(r, \zeta) d\zeta, \quad (5)$$

$$\text{где } F_{Lm}(\varphi) = \left( \frac{\omega \tau}{2d} \right) \cdot \frac{\mu_0}{2} \cdot j_m^2 \cdot \left( j(\varphi) \cdot \frac{dj(\varphi)}{d\varphi} \right),$$

$$I_1(r, \zeta) = \int_0^\infty \Phi_1(x) \cdot \left( sh \left( x \frac{\zeta - d}{d} \right) - \frac{1}{\mu_r} ch \left( x \frac{\zeta - d}{d} \right) \right) \cdot J_1 \left( x \cdot \frac{r}{d} \right) dx,$$

$$\Phi_1(x) = \frac{F(x)}{x^2 \cdot \left( sh(x) \left[ sh\left(x \frac{h}{d}\right) + \frac{1}{\mu_r^2} ch\left(x \frac{h}{d}\right) \right] + \frac{1}{\mu_r} e^{x \frac{h}{d}} ch(x) \right)},$$

$$I_2(r, \zeta) = \int_0^{\infty} \Phi_2(x) \cdot \left( ch\left(x \frac{\zeta - d}{d}\right) - \frac{1}{\mu_r} sh\left(x \frac{\zeta - d}{d}\right) \right) \cdot J_1\left(x \cdot \frac{r}{d}\right) dx,$$

$$\Phi_2(x) = \frac{F(x)}{x \cdot \left( sh(x) \left[ sh\left(x \frac{h}{d}\right) + \frac{1}{\mu_r^2} ch\left(x \frac{h}{d}\right) \right] + \frac{1}{\mu_r} e^{x \frac{h}{d}} ch(x) \right)},$$

$$F(x) = \int_{\left(x \cdot \frac{R_1}{d}\right)}^{\left(x \cdot \frac{R_2}{d}\right)} y \cdot J_1(y) dy \quad \text{— для равномерного радиального распределения}$$

тока в индукторе.

**Примечание.** Функции  $\Phi_{1,2}(x)$  устанавливают сходимость соответствующих несобственных интегралов в практических вычислениях.

Тангенциальная компонента силы Лоренца,

$$F_{Lm}(\varphi, r) = F_{Lm}(\varphi) \cdot \int_0^d I_1(r, \zeta) \cdot I_3(r, \zeta) d\zeta, \quad (6)$$

$$\text{где } I_3(r, \zeta) = \int_0^{\infty} \Phi_2(x) \cdot \left( sh\left(x \frac{\zeta - d}{d}\right) - \frac{1}{\mu_r} ch\left(x \frac{\zeta - d}{d}\right) \right) \cdot J_0\left(x \cdot \frac{r}{d}\right) dx.$$

**Примечание.** Зависимости  $F_{Lm}(\varphi)$ ,  $I_1(r, \zeta)$  — даны в формуле (5).

Силы притяжения в рассматриваемой индукционной индукторной системе — это сила притяжения листовой заготовки, обусловленная действием вспомогательного экрана (взаимное притяжение проводников с индуцированными токами), и сила притяжения, обусловленная магнитными свойствами металла собственно заготовки.

Силы притяжения листовых металлов с индуцированными токами в соответствии с законом Ампера описываются зависимостью [2, 4]:

$$F_A(\varphi, r) = F_{Am}(\varphi) \cdot \left( \int_0^{\infty} \Phi_3(x) \cdot J_1\left(x \frac{r}{d}\right) \cdot dx \right)^2, \quad (7)$$

где  $F_{Am}(\varphi) = \frac{\mu_0}{2} \cdot \frac{r}{h} \left( j_m \cdot \frac{dj(\varphi)}{d\varphi} \cdot \frac{(\omega \cdot \tau)}{2} \right)^2$ ,

$$\Phi_3(x) = \frac{F(x) \cdot \left( (1 - \operatorname{ch}(x)) - \frac{1}{\mu_r} \cdot \operatorname{sh}(x) \right)}{x^3 \cdot \left( \operatorname{sh}(x) \cdot \left[ \operatorname{sh}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) + \frac{1}{\mu_r^2} \operatorname{ch}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) \right] + \frac{1}{\mu_r} e^{x \frac{h}{d}} \operatorname{ch}(x) \right)}.$$

Сила притяжения, обусловленная магнитными свойствами металла заготовки, описывается зависимостью [4]:

$$F_M(\varphi, r) = -F_{Mm}(\varphi) \cdot (\mu_r [Y_1(r) - Y_2(r)] + [Y_3(r) - Y_4(r)]), \quad (9)$$

где  $F_{Mm}(\varphi) = \frac{\mu_0}{2} \cdot \left( 1 - \frac{1}{\mu_r} \right) \cdot j_m^2 \cdot j^2(\varphi)$ ,

$$Y_1(r) = \left( \int_0^{\infty} \frac{F(x) \cdot \left( \operatorname{sh}(x) + \frac{1}{\mu_r} \cdot \operatorname{ch}(x) \right) \cdot J_0\left(x \cdot \frac{r}{d}\right)}{x \cdot \left( \operatorname{sh}(x) \cdot \left[ \operatorname{sh}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) + \frac{1}{\mu_r^2} \operatorname{ch}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) \right] + \frac{1}{\mu_r} \cdot e^{x \frac{h}{d}} \cdot \operatorname{ch}(x) \right)} dx \right)^2,$$

$$Y_2(r) = \left( \frac{1}{\mu_r} \int_0^{\infty} \frac{F(x) \cdot J_0\left(x \cdot \frac{r}{d}\right)}{x \cdot \left( \operatorname{sh}(x) \cdot \left[ \operatorname{sh}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) + \frac{1}{\mu_r^2} \operatorname{ch}\left(x \cdot \frac{h}{d}\right) \right] + \frac{1}{\mu_r} \cdot e^{x \frac{h}{d}} \cdot \operatorname{ch}(x) \right)} dx \right)^2,$$

$$Y_3(r) = \left( \int_0^{\infty} \frac{F(x) \cdot \left( \operatorname{ch}(x) + \frac{1}{\mu_r} \cdot \operatorname{sh}(x) \right) \cdot J_1 \left( x \cdot \frac{r}{d} \right)}{x \left( \operatorname{sh}(x) \cdot \left[ \operatorname{sh} \left( x \cdot \frac{h}{d} \right) + \frac{1}{\mu_r^2} \operatorname{ch} \left( x \cdot \frac{h}{d} \right) \right] + \frac{1}{\mu_r} \cdot e^{x \frac{h}{d}} \cdot \operatorname{ch}(x) \right)} dx \right)^2,$$

$$Y_4(r) = \left( \int_0^{\infty} \frac{F(x) \cdot J_1 \left( x \cdot \frac{r}{d} \right)}{x \left( \operatorname{sh}(x) \cdot \left[ \operatorname{sh} \left( x \cdot \frac{h}{d} \right) + \frac{1}{\mu_r^2} \operatorname{ch} \left( x \cdot \frac{h}{d} \right) \right] + \frac{1}{\mu_r} \cdot e^{x \frac{h}{d}} \cdot \operatorname{ch}(x) \right)} dx \right)^2.$$

**Численные оценки возбуждаемых усилий.** Как следует из феноменологических соображений, в магнитных полях с напряженностями, достаточными для ощутимого силового воздействия ( $\sim 10^5$ - $10^7$  А/м), относительная магнитная проницаемость должна стремиться в величине, близкой к единице. Справедливость такого предположения обоснована авторами работы [1, 4, 6]. Для определенности примем, что  $\mu_r \approx 2,5$ .

Для выяснения роли и влияния магнитных свойств экрана и заготовки на силовые характеристики рассматриваемой системы проведем расчеты для условий:  $R_1 = 0,025$  м,  $R_2 = 0,035$  м,  $h = 0,001$  м,  $f = 1150$  Гц,  $\delta = 0,2$ ,  $J_m = 50$  кА,  $d = 0,00075$  м,  $\gamma = 0,4 \cdot 10^7$  1/Ом·м.

Результаты проведенных вычислений представлены на графиках ниже, рис. 2-5.

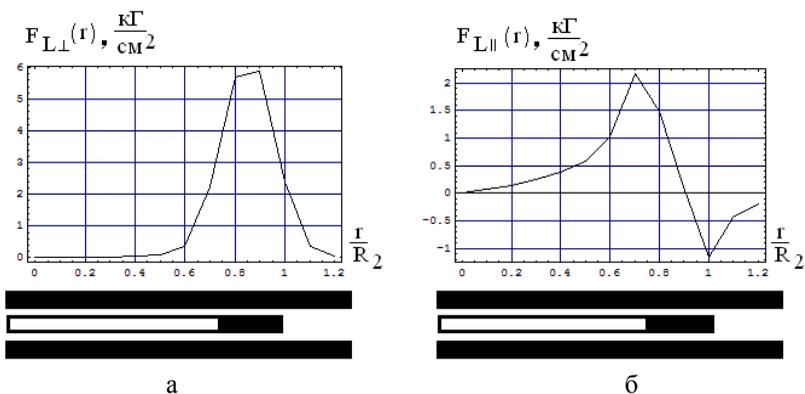


Рис. 2 – Радиальные распределения временных амплитуд компонент сил Лоренца для магнитных металлов,  $\mu_r = 2,5$ , а – нормальная  $z$  – компонента, б – тангенциальная  $r$  – компонента.

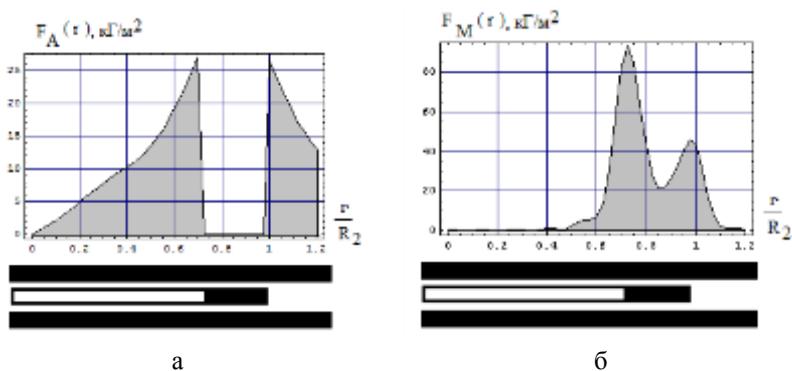


Рис. 3 – Радиальные распределения временных амплитуд возбуждаемых сил притяжения для магнитных металлов,  $\mu_r = 2,5$ , а – сила притяжения Ампера, б – сила магнитного притяжения.

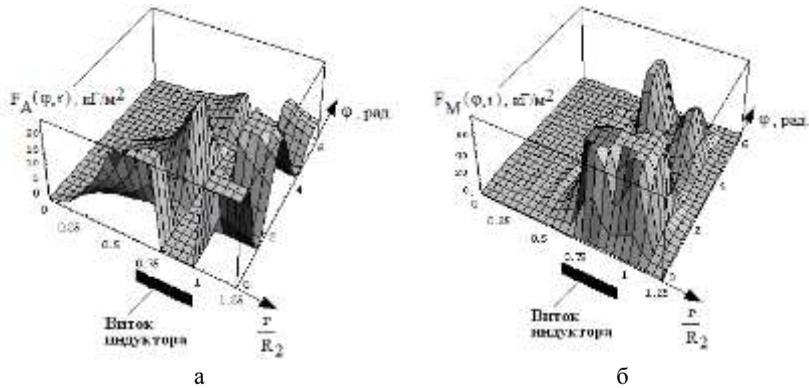


Рис. 4 – Объемные эпюры фазово-пространственного распределения временных максимумов возбуждаемых сил притяжения для магнитных металлов,  $\mu_r = 2,5$ , а – сила притяжения Ампера, б – сила магнитного притяжения.

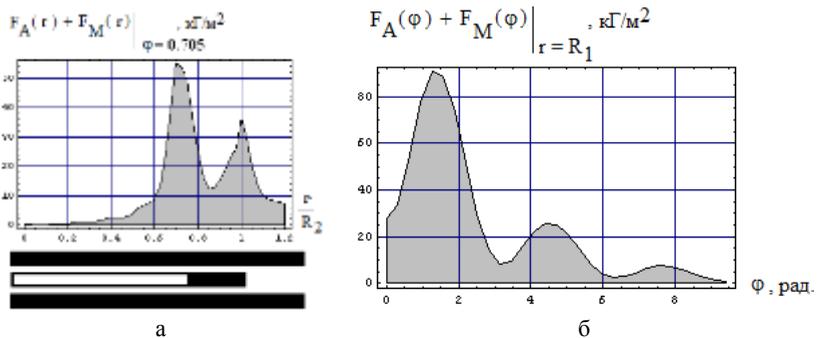


Рис. 5 – Графические зависимости суммарной силы притяжения в системе с магнитными экраном и заготовкой,  $\mu_r = 2,5$ , а – радиальное распределение в момент  $\varphi = 0,705$  рад, б – фазовая зависимость для  $r = R_1$ .

Проведенные численные оценки следует дополнить следующими комментариями. Для иллюстративности помимо амплитудных значений следует привести усредненные силовые показатели. При расчёте последних в качестве границ интервалов усреднения примем значения радиальных координат, в пределах которых сосредоточены возбуждаемые силы. Подчеркнём, что оценка границ производится чисто визуально из графиков соответствующих распределений.

Так, среднее значение силы притяжения Ампера на интервале

$\frac{r}{R_2} \in [0,5; 2,5]$  соответственно составляет  $\sim 78$  кГ/см<sup>2</sup>.

Усреднение силы магнитного притяжения на интервале  $\frac{r}{R_2} \in [0,5; 1,2]$  согласно рис. даёт в результате  $\sim 98$  кГ/см<sup>2</sup>.

Среднее значение суммарной силы притяжения (сила Ампера плюс сила магнитного притяжения) за время ее действия составляет  $\sim 110$  кГ/см<sup>2</sup>.

**Выводы.** Основные результаты проведенных вычислений сводятся к следующим положениям.

1. Влияние магнитных свойств экрана и заготовки проявляется в появлении мощных сил магнитного притяжения.

2. Суперпозиция сил притяжения Ампера и сил магнитного притяжения в радиальных распределениях нивелирует "провал" силового действия на заготовку в области витка индуктора.

3. В целом, притяжение ферромагнетика в рассматриваемом универсальном инструменте бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки оказывается достаточно эффективным. Током индуктора с временной зависимостью в виде экспоненциально затухающей синусоиды с амплитудой  $\sim 37$  кА возбуждаются силы притяжения порядка 35-80 кГ/см<sup>2</sup>.

4. Оценка усредненных силовых показателей показала, что среднее значение суммарной силы притяжения (сила Ампера плюс сила магнитного притяжения) за время ее действия может составить  $\sim 110$  кГ/см<sup>2</sup>.

**Список литературы:** 1. Батыгин Ю.В. Расчет электродинамических процессов в согласующем устройстве цилиндрического типа с двумя разомкнутыми вторичными витками / Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, И.С. Трунова // Вестник ХНАДУ. – Х.: ХНАДУ. – 2012. – В. 56. – С. 30-36. 2. Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Магнитно-импульсные технологии бесконтактной рихтовки кузовных элементов автомобиля: монография / А.В. Гнатов, Ю.В. Батыгин, Е.А. Чаплыгин. – Saarbrücken: LAP LAMBERT Academic Publishing, 2012 – 242 с. 3. Батыгин Ю.В. Притяжение тонкостенных металлических листов магнитным полем одновиткового индуктора / Ю.В. Батыгин, А.В. Гнатов, С.А. Щиголева // Электричество. – М., 2011. – № 4. – С. 55-62. 4. Туренко А.Н. Батыгин Ю.В., Гнатов А.В. Импульсные магнитные поля для прогрессивных технологий. Том 3 Теория и эксперимент притяжения тонкостенных металлов импульсными магнитными полями: Монография – Х: ХНАДУ, 2009. – 240 с. 5. Гнатов А.В. Силы притяжения в системе с одновитковым соленоидом, массивным экраном конечной толщины и

тонкостенной листовой заготовкой / *А.В. Гнатов* // Электротехника і електро-механіка. – Х.: НТУ "ХПІ". – 2010. – № 4.– С. 49-51. **6.** *Гнатов А.В.* Электромагнитные процессы в индукционной индукторной системе с одновитковым соленоидом, массивным экраном и тонкостенной листовой заготовкой / *А.В. Гнатов* // Электротехника і електро-механіка. – Х. : НТУ "ХПІ". – 2009. – № 6. – С. 46-49. **7.** *Ландау Л.Д., Лифшиц Е.М.* Электродинамика сплошных сред. – М: Наука. 1982. – 620 с. **8.** *Дж. Мэтьюз, Р. Уокер.* Математические методы физики. Пер. с англ. Крайнова В.П. – М: Атомиздат. 1972. – 399 с.

*Поступила в редколлегию 20.05.2013*

#### **УДК 621.318.4**

**Универсальный инструмент бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки – симметричная индукционная индукторная система / Гнатов А.В., Шиндерук С.А., Петренко Д.П.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 106-116. Бібліогр.: 8 назв.

Проведен анализ электродинамических процессов и их расчет в универсальном инструменте бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки с одинаковыми тонкостенными листовыми ферромагнетиками, между которыми размещён круговой виток индуктора. По полученным аналитическим соотношениям выполнены численные оценки возбуждаемых усилий, которые производят деформирование (выравнивание) тонкостенного металла.

**Ключевые слова:** магнитно-импульсная обработка металлов, индукторная система, электромагнитные процессы, тонкостенная листовая металл, рихтовка.

The analysis of the electrodynamic processes and their calculation in the universal tool of non-contact magnetic pulse alignment with identical ferromagnetic thin-sheet, between which a circular spiral inductor is placed is carried out. According to the obtained analytical relations numerical estimates of excited forces that produce deformation (flattening) of thin-walled metal are performed.

**Keywords:** magnetic pulse metal working, induction system, electromagnetic processes, thin-walled sheet metal straightening.

**В.А. СВЕТЛИЧНЫЙ**, аспирант ХНУРЭ, Харьков;  
**Ю.Е. ХОРОШАЙЛО**, канд. техн. наук, доц., ХНУРЭ, Харьков  
**А.Е. ОРЛОВ**, д-р. техн. наук, НАГУ при Президенте Украины,  
Харьков

### **АНАЛИЗ МОДЕЛИ АПЕРИОДИЧЕСКОГО ЭКРАННОГО ВИХРЕТОКОВОГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ КОНТРОЛЯ ТОНКИХ НЕФЕРОМАГНИТНЫХ ПЛЕНОК**

Рассмотрены вопросы теории аперiodических трансформаторных ВТП, с учетом анализа влияния на характеристики преобразования внутреннего сопротивления источников питания и параметров нагрузки.

**Ключевые слова:** аперiodический вихретоковый преобразователь, объект контроля, импеданс, функция преобразования обобщенный параметр.

**Введение.** Теория экранных вихретоковых преобразователей (ВТП) разработана достаточно полно [1]. Однако, недостатком в существующей теории аперiodических трансформаторных ВТП является отсутствие анализа влияния на характеристики преобразования внутреннего сопротивления источников питания и параметров нагрузки (т.е. рассматривается идеальный случай  $R_n = \infty$ ,  $R_l = \infty$ ). В действительности же объект контроля (ОК), помещенный в измерительный зазор ВТП экранного типа, вносит в возбуждающую катушку некоторый импеданс, который в зависимости от параметров системы ВТП - ОК может в широких пределах изменять нагрузку на источник питания. Аналогично и измерительная обмотка вносит дополнительный импеданс в возбуждающую обмотку, если она нагружена, т.е. в ней протекает некоторый ток. Эти факторы в значительной степени оказывают влияние на модуль и фазу входного тока и напряжения. Степень этого влияния существенно зависит от внутреннего импеданса источника питания и импеданса нагрузки. Эти факторы обуславливают некоторую разницу в расчетных и экспериментальных данных.

**Анализ основных достижений и литературы.** В ряде литературных источников, например, [2] утверждается, что характерной особенностью ВТП экранного типа и его достоинством является то, что значения выходного сигнала при контроле металлических пластин, расположенных в измерительном зазоре ВТП в плоскости, перпендикулярной оси катушек, не зависят от расстояния пластины до торца

© Светличный В.А., Хорошайло Ю.Е., Орлов А.Е., 2013

возбуждающей или измерительной катушки. Однако это справедливо лишь при условии питания возбуждающей обмотки от идеального генератора тока. При этом условии питающий ток оказывается независимым от импеданса, вносимого во входную цепь.

**Основная часть.** В статье сделана попытка проанализировать характеристики преобразования аperiodического ВТП при питании возбуждающей катушки от реального источника, имеющего конечное значение внутреннего сопротивления источника питания и сопротивления нагрузки.

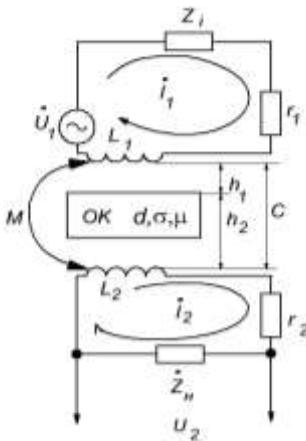


Рис. 1 – Принципиальная схема аperiodического экранного ВТП.

Для анализа модели аperiodического экранного ВТП рассмотрим принципиальную схему, представленную на рис. 1, где  $L_1$ ,  $r_1$ ,  $L_2$ ,  $r_2$  – индуктивности и активные сопротивления возбуждающей и измерительной катушек;  $Z_i$  и  $Z_n$  – импедансы, соответственно, внутреннего источника питания и нагрузки;  $M$  – коэффициент взаимной индукции между катушками  $L_1$  и  $L_2$  при отсутствии в рабочем зазоре ОК;  $h_1$  и  $h_2$  – расстояние от одной из поверхностей пластины до торцов катушек  $L_1$  и  $L_2$ ;  $C$  – расстояние между торцами катушек,  $C = h_1 + h_2$ ; ОК – объект контроля, представляющий из себя металлическую пластину или пленку, имеющую толщину  $d$ , удельную проводимость  $\sigma$  и магнитную проницаемость  $\mu = 1$ .

Введем следующие представления импедансов входной цепи (цепи измерительной катушки):

$$Z_1 = r_1 + j\omega L_1; \quad Z_2 = r_2 + j\omega L_2;$$

$$Z_{1\varnothing} = Z_1 + Z_i = r_1 + R_i + j(\omega L_1 + X_i) = r_{1\varnothing} + jX_{1\varnothing};$$

$$Z_{2\varnothing} = Z_2 + Z_n = r_2 + R_n + j(\omega L_2 + X_n) = r_{2\varnothing} + jX_{2\varnothing};$$

$$r_{1\varnothing} = r_1 + R_i; \quad r_{2\varnothing} = r_2 + R_n; \quad X_{1\varnothing} = \omega L_1 + X_i; \quad X_{2\varnothing} = \omega L_2 + X_n,$$

где  $j\omega L_1$ ,  $j\omega L_2$  – индуктивные сопротивления входной и выходной цепей;  $r_1$ ,  $r_2$  и  $X_{1\varnothing}$ ,  $X_{2\varnothing}$  – активные и реактивные составляющие импедансов входной и выходной цепей;

В дальнейшем будем различать два измерительных режима, а также ряд электрических – режим холостого хода ( $Z_n = \infty$ ), режим нагрузки ( $Z_n \neq \infty$ ), режим короткого замыкания ( $Z_n = 0$  на выходе) и

режим идеального генератора тока ( $Z_i = R_i = \infty$ ) и напряжения ( $Z_i = 0$  на входе).

Рабочим будем именовать такой режим, когда в рабочем зазоре ВТП присутствует ОК, а исходным – когда ОК отсутствует.

В исходном измерительном режиме холостого хода выходное напряжение

$$\dot{U}_{20} = j\omega M \dot{I}_{10}.$$

Для катушек ВТП зависимость коэффициента взаимной индукции  $M$  от расстояния  $C$  (рис. 1), подчиняется экспоненциальному закону [3],

$$M = M_0 e^{-\frac{2}{3R}C} = M_0 e^{-\frac{3}{4}\alpha_0}, \quad (1)$$

где  $M_0$  – максимальное значение коэффициента взаимоиндукции при отсутствии в ОК в ВТП (т.е.  $C = 0$ );

$$M_0 = \frac{\mu_0}{4\pi} (34H - 10) W_1 W_2 \sqrt{R_1 R_2}, \quad (2)$$

где  $W_1, W_2, R_1, R_2$  – количество витков и радиусы, соответственно возбуждающей  $L_1$  и измерительной  $L_2$  катушек;  $H \leq 1$  – коэффициент, представляющий собой отношение радиусов катушек, меньшего к большему;  $\alpha_0$  – обобщенный параметр расстояния между катушками [4-6],

$$\alpha_0 = \frac{2c}{R}, \quad (3)$$

где  $R$  – больший из радиусов  $R_1$  и  $R_2$ .

В рабочем режиме выходное напряжение

$$U_2 = j\omega M \dot{I}_1 \dot{F}, \quad (4)$$

где  $\dot{F}$  – функция преобразования экранного ВТП, являющаяся функцией от аргументов  $\mu, \xi, \beta$ ;  $\xi$  и  $\beta$  – обобщенные параметры системы ВТП-ОК

$$\xi = \frac{2d}{R}; \beta = R\sqrt{\omega \sigma \mu_0 \mu}, \quad (5)$$

Функция  $\dot{F}$  предполагает питание возбуждающей катушки от идеального генератора тока, т.е. независимость тока  $\dot{I}_1$ , от вносимого ОК импеданса  $Z_{1BH}$  в возбуждающую обмотку.

Для реального источника питания  $Z_i \neq \infty$  ток

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\Omega} + Z_{1BH}}, \quad (6)$$

где вносимый импеданс

$$Z_{1BH} = j\omega M_1 \varphi, \quad (7)$$

где  $M_1$  – коэффициент взаимной индукции между возбуждающей катушкой и ее зеркальным отображением, т.е. между катушкой  $L_1$ , и ОК.

$$M_1 = 24 \frac{\mu_0}{4\pi} R_1 W_1^2 e^{-\frac{3}{R_1} h_1} = M_{10} e^{-\frac{3}{2} \alpha_1}, \quad (8)$$

$M_{10}$  – максимальное значение коэффициента  $M_1$ , при расстоянии  $h_1 = 0$ ,

$$M_{10} = \frac{\mu_0}{4\pi} R_1 W_1^2, \quad (9)$$

$\alpha_1$  – обобщенный параметр,

$$\alpha_1 = \frac{2h_1}{R_1}; \quad (10)$$

$$\varphi_1 = \varphi_1(\mu, \xi_1, \beta_1), \quad (11)$$

где  $\xi_1$  и  $\beta_1$  – обобщенные параметры,

$$\xi_1 = \frac{2d}{R_1}; \quad \beta_1 = R_1 \sqrt{\omega \sigma \mu_0 \mu}, \quad (12)$$

С учетом (2.6) выходное напряжение можно записать в виде

$$\dot{U}_2 = j\omega \dot{M} F \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\vartheta} + Z_{1BH}} = j\omega \dot{M}_\vartheta \frac{\dot{U}_1}{Z_{1\vartheta} + Z_{1BH}}, \quad (13)$$

где  $M_\vartheta = \dot{M} \cdot \dot{F}$  – назовем эквивалентным комплексным коэффициентом взаимной индукции.

На основании выражения (13) ВТП вместе с ОК в рабочем зазоре для режима холостого хода удобно представить эквивалентной схемой, изображенной на рис. 2. На этой схеме ОК отсутствует, а его влияние на параметры системы учитываются вносимым импедансом  $Z_{1BH}$  и эквивалентным комплексным коэффициентом взаимоиндукции  $M_\vartheta$ . В режиме нагрузки ток  $\dot{I}_2$  измерительной обмотки будет создавать свое электромагнитное поле, которое будет вызывать в ОК вихревые токи, аналогично току  $\dot{I}_1$ . Поэтому ОК (пластина, пленка), расположенный в рабочем зазоре ВТП, будет оказывать на цепь измерительной катушки влияние, аналогичное его влиянию на цепь возбуждающей катушки, которое можно эквивалентно заменить вносимым импедансом.

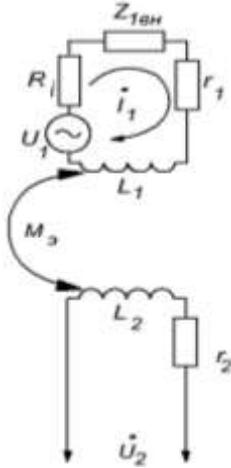


Рис. 2 – Эквивалентная схема аperiodического экранного ВТП в режиме холостого хода.

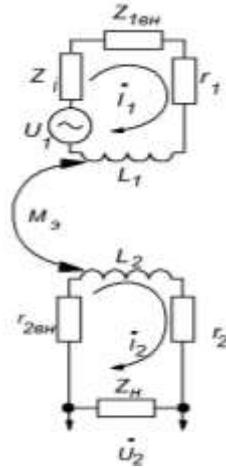


Рис.3 – Эквивалентная схема аperiodического экранного ВТП в режиме нагрузки.

$$Z_{2BH} = j\omega M_2 \Phi_2, \quad (14)$$

Все параметры и характеристики, представленные выражениями (8), (9), (11) и (12) применимы и для расчета  $z_{2BH}$ . При этом индексы "1" должны быть заменены на "2".

Выражение для обобщенного параметра

$$\alpha_2 = \frac{2(h_2 - d)}{R_2},$$

для случая контроля тонких пленок, толщина которых составляет доли и единицы микрон, можно принять

$$\alpha_2 = \frac{2h_2}{R_2}, \quad (15)$$

Рассмотрим аналитическое выражение для функции преобразования аperiodического ВТП в режиме нагрузки  $\dot{H} = \frac{U_2}{U_{20}}$ , воспользуемся эквивалентной схемой, представленной на рис. 3.

Обозначим импедансы входной и выходной цепей:

$$\begin{aligned}
 Z'_{1\vartheta} &= Z_{1\vartheta} + Z_{1BB} = Z_{1\vartheta} \left( 1 + \frac{Z_{1BB}}{Z_{1\vartheta}} \right); \\
 Z'_{2\vartheta} &= Z_{2\vartheta} + Z_{2BB} = Z_{2\vartheta} \left( 1 + \frac{Z_{2BB}}{Z_{2\vartheta}} \right).
 \end{aligned}
 \tag{16}$$

Решая линейные уравнения Кирхгофа для схемы на рис. 3 и учитывая (14) и (16) можно получить выражение для тока:

$$J'_2 = -j \frac{U'_1 \frac{\omega M_2 F}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{\left[ \left( 1 + \frac{Z_{1BH}}{Z_{1\vartheta}} \right) \left( 1 + \frac{Z_{2BH}}{Z_{2\vartheta}} \right) + \frac{\omega M_2^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right]}.$$

Запишем это уравнение в следующем виде

$$J'_2 = -j \frac{U'_1 \frac{\omega M_2 F}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{F \left( \frac{1}{P_{1\vartheta} P_{2\vartheta}} + \frac{\omega M_2^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)},
 \tag{17}$$

где

$$\dot{P}_{1\vartheta} = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{1BB}}{Z_{1\vartheta}}}, \quad \dot{P}_{2\vartheta} = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{2BB}}{Z_{2\vartheta}}}.
 \tag{18}$$

В исходном режиме  $\dot{F} = 1$ ,  $Z_{1BB} = Z_{2BB} = 0$ ,  $\dot{P}_{1\vartheta} = \dot{P}_{2\vartheta} = 1$ , выходной ток равен

$$j_{20} = -j \frac{\dot{U}_1 \frac{\omega M}{Z_{1\vartheta} + Z_{2\vartheta}}}{\left( 1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)}.
 \tag{19}$$

Функция преобразования может быть представлена в виде

$$\dot{H} = \frac{U_2}{U_{20}} = \frac{1 + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}}}{F \left( \frac{1}{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}} + \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}} \right)} = \frac{\dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \cdot \frac{1 + \dot{D}}{1 + \dot{D} \dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}},
 \tag{20}$$

где  $\dot{D} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_{1\vartheta} Z_{2\vartheta}}$ .

Для наиболее часто встречающегося на практике случая преимущественно активных импедансов  $Z_i = R_i$  и  $Z_n = R_n$  имеем

$$\begin{aligned} Z_{1\vartheta} &= r_{1\vartheta} \left( 1 + j \frac{\omega L_1}{r_{1\vartheta}} \right) = r_{1\vartheta} (1 + jQ_{1\vartheta}); \\ Z_{2\vartheta} &= r_{2\vartheta} \left( 1 + j \frac{\omega L_2}{r_{2\vartheta}} \right) = r_{2\vartheta} (1 + jQ_{2\vartheta}). \end{aligned} \quad (21)$$

где  $Q_{1\vartheta}$  и  $Q_{2\vartheta}$  – эквивалентные добротности входной и выходной цепей,

$$\begin{aligned} Q_{1\vartheta} &= \frac{\omega L_1}{r_{1\vartheta}} = \frac{Q_1}{1 + \frac{R_i}{r_1}}; \\ Q_{2\vartheta} &= \frac{\omega L_2}{r_{2\vartheta}} = \frac{Q_2}{1 + \frac{R_n}{r_2}}, \end{aligned} \quad (22)$$

где  $Q_1$  и  $Q_2$  – добротности катушек  $L_1$  и  $L_2$ ,

$$Q_1 = \frac{\omega L_1}{r_1}, \quad Q_2 = \frac{\omega L_2}{r_2}$$

С учетом (21) и (22) можно коэффициент  $\dot{D}$  записать следующим образом

$$\dot{D} = \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta}}{(1 + jQ_{1\vartheta})(1 + jQ_{2\vartheta})} = \frac{K^2 Q_1 Q_2}{\left( 1 + \frac{R_i}{r_1} + jQ_1 \right) \left( 1 + \frac{R_n}{r_2} + jQ_2 \right)}, \quad (23)$$

где  $K$  – коэффициент связи между катушками  $L_1$  и  $L_2$ ,  $K = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}$ , ко-

торый на основании (1) и (2) равен

$$K = \frac{M_0}{\sqrt{L_1 L_2}} e^{-\frac{3\alpha_0}{4}} = K_0 e^{-\frac{3\alpha_0}{4}}, \quad (24)$$

где  $K_0$  – максимальное значение коэффициента связи при полном сближении катушек,  $C = \alpha_0 = 0$ .

Подставив (23) в (20) получим искомое выражение

$$\dot{H} = \frac{\dot{P}_{1\vartheta}\dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \frac{1 + \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta}}{(1 + jQ_{1\vartheta})(1 + jQ_{2\vartheta})}}{1 + \frac{K^2 Q_{1\vartheta} Q_{2\vartheta} \dot{P}_{1\vartheta} \dot{P}_{2\vartheta}}{(1 + jQ_{1\vartheta})(1 + jQ_{2\vartheta})}}. \quad (25)$$

**Вывод.** Таким образом, общее аналитическое выражение (25) для функции преобразования аperiodического ВТП имеет, как видно, довольно сложную структуру, поэтому для ее анализа, достаточно ограничиться несколькими граничными случаями:

1. Режим холостого хода,  $R_H = \infty$ . Для этого режима имеем

$$Q_{2\vartheta} = 0; D = 0; Z_{2\text{вв}} = 0; \dot{P}_{2\vartheta} = \dot{F};$$

$$\dot{H} = P_{1\vartheta};$$

2. Режим идеального генератора тока,  $R_i = \infty$ . В этом режиме

$$Q_{1\vartheta} = 0; D = 0; Z_{1\text{вв}} = 0; \dot{P}_{1\vartheta} = \dot{F};$$

$$\dot{H} = P_{2\vartheta};$$

3. Режим идеального генератора тока,  $R_i = \infty$  и холостого хода,  $R_H = \infty$ ,

$$\dot{H} = \dot{F};$$

4. Режим идеального генератора напряжения,  $R_i = 0$  и холостого хода,  $R_H = \infty$ . В этом режиме  $Q_{1\vartheta} = Q_1$ ,  $r_{1\vartheta} = r_1$ ,  $Z_{1\vartheta} = Z_1$ ,  $\dot{H} = P_1$ ; где

$$\text{функция преобразования согласно (18) } \dot{P}_1 = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{1\text{BB}}}{Z_1}}.$$

5. Предельный режим идеального генератора тока  $R_i = \infty$  и короткого замыкания на выходе,  $R_H \rightarrow 0$ ,  $\lim_{R_H \rightarrow 0} H = \dot{P}_2$ , где согласно (18)

$$\text{функция } \dot{P}_2 = \frac{\dot{F}}{1 + \frac{Z_{2\text{BB}}}{Z_2}}. \text{ При условии } Q_{1\vartheta} \rightarrow +\infty \text{ и } Q_{2\vartheta} \rightarrow +\infty, \text{ имеем;}$$

$$D \approx K_2 \text{ и } \dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta}\dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} \frac{1 + K^2}{1 + K^2 \dot{P}_1 \dot{P}_2}. \text{ Для дополнительного условия } K^2 \rightarrow 0$$

$$\dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta}\dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} = \dot{H} \approx \frac{\dot{P}_{1\vartheta}\dot{P}_{2\vartheta}}{\dot{F}} e^{j(\varphi_{P1} + \varphi_{P2} - \varphi_F)} = H e^{j(\varphi_{P1} + \varphi_{P2} - \varphi_F)}, \text{ где } H - \text{ мо-}$$

дуть функции  $\dot{H}_1$ ,  $H \approx \frac{P_{13}P_{22}}{F}$ ;  $e^{j(\varphi_{P1} + \varphi_{P2} - \varphi_F)}$  – аргументы функций  $\dot{P}_{13}$ ,  $\dot{P}_{22}$ ,  $\dot{F}$ .

**Список литературы:** 1. *Білокур І.П.* Основи дефектоскопії. Підручник. – К.: Азимут-Україна, 2004. – 495 с. 2. *Шкарлет Ю.М.* К вопросу с физических основах метода вихревых токов // Электромагнитные методы контроля – М.: МДНТП, 1969 – С. 5-15. 3. *Цейтлин Л.А.* Вихревые токи в тонких пластинах и оболочках. – "Журнал технической физики". Т. XXXIX. 1969 № 10. 4. *Цейтлин Л.А.* Потери на вихревые токи в тонких пластинах. – "Электричество", 1969, № 9. 5. *Тозони О.В., Маергойз И.Д.* Расчет трехмерных электромагнитных полей. – К.: Техніка, 1974. – 352 с. 6. *Ковбасенко Ю.П.* Метод расчета трехмерного электромагнитного поля тонких пластин и оболочек // Электричество. 1992. № 14. – С. 45-47.

*Поступила в редколлегию 05.09.2013*

#### **УДК 620.179.14**

**Анализ модели аперидического экранного вихретокового преобразователя для контроля тонких неферомагнитных пленок / Светличный В.А., Хорошайло Ю.Е.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 51 (1024). – С. 117-125. Бібліогр.: 6 назв.

Розглянуто питання теорії аперидичних трансформаторних ВП, з урахуванням аналізу впливу на характеристики перетворення внутрішнього опору джерел живлення і параметрів навантаження.

**Ключові слова:** аперидичний вихрострумний перетворювач, об'єкт контролю, імпеданс, функція перетворення узагальнений параметр.

The problems of the theory of a periodic transformer of eddy current probes based on the analysis of the impact of the conversion characteristic of the internal resistance of power supplies and load parameters is considered.

**Keywords:** deadbeat eddy current transducer, the test object, the impedance, transformation function, generalized parameter.

## ВИМОГИ

до оформлення статей у Віснику Національного  
технічного університету "ХПІ",  
серія "Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.  
Теорія і практика"

**Направлення (рубрики) тематичного випуску:**

- електричні апарати;
- електричні машини;
- теоретичні основи електротехніки;
- сильні електричні та магнітні поля;
- електричні станції і мережі;
- комп'ютерне моделювання;
- використання електротехнологій;
- пристрої та методи неруйнівного контролю;
- електричний транспорт;
- інформація, гіпотези, думки.

Оформлення основних елементів статті – за зразком нижче. Оригінал статті готується в редакторі *Microsoft Word* (2000-2003) на українській / російській мові. Формат листа – А5. Поля: низ – 25 мм, інші – по 20 мм. Між елементами статті інтервал в один порожній рядок 10 pt.

Стаття відправляється в редакцію в друкарському варіанті (1 прим.) та в електронному варіанті по E-mail або на диску (без колонтитулів і нумерації сторінок). Друкарський варіант надається на листах білого паперу формату А4 щільністю 80-90 г/м<sup>2</sup>, надрукованих на лазерному принтері з роздільною здатністю не менше 300 dpi, на одній стороні листа.

До статті додаються (по 1 прим.):

**1 СУПРОВІДНИЙ ЛИСТ**, де вказується направлення (рубрика), за яким рекомендується публікація статті, й перелік документів наведених нижче.

**2 АКТ ЕКСПЕРТИЗИ** (для громадян України) або офіційний лист з проханням опублікувати статтю (для громадян зарубіжних країн).

**3 ДАНІ ПРО АВТОРІВ** на мові статті (прізвище, ім'я, по батькові повністю, організація, посада, поштова адреса, телефон, E-mail).

**4 КОПІЯ ДОКУМЕНТА ПРО ОПЛАТУ** за публікацію.

Друкарські матеріали статті відправляють за адресою:  
Кафедра "Електричні апарати", НТУ "ХПИ", вул. Фрунзе, 21,  
м. Харків, 61002, Україна.

Оплата публікації **12,5 грн.** – за одну сторінку А5.

Р/р **26008000074734 (UAN) в ПАТ "Укрсоцбанк", МФО 300023, код ЄРДПОУ 26450114, НТУ "ХПИ", ГО "Асоціація випускників НТУ "ХПИ" (з позначкою: "SIEMA").**

Електронний варіант відправляють за адресою:

**varshamova\_i@rambler.ru**

Також статтю можна завантажити за адресою  
**http://journals.uran.ua** попередньо зареєструвавшись.

Довідки за телефонами:

секретар Варшамова Ірина Сергіївна, **mob. 0974604277.**

секретар Себякіна Наталія Валентинівна, **mob. 0667353882.**

---

**УДК ... (10 pt)**

**В.Ф. БОЛЮХ**, д.т.н., проф., НТУ "ХПИ", Харків

**С.В. ОЛЕКСЕНКО**, аспірант, НТУ "ХПИ", Харків

### **НАЗВА**

(10 pt, жирний, вирівнювання по лівому краю з відступом 0,75 см., заголовні букви, без перенесень і скорочень)

Текст анотації (9 pt) на українській мові, до 5 рядків. Ключові слова.

Текст анотації (9 pt) на російській мові, до 5 рядків. Ключові слова.

Текст анотації (9 pt) на англійській мові, до 5 рядків. Ключові слова.

**Вступ.** У журналі публікуються результати досліджень і огляди в області електричних машин і апаратів, сильних електричних і магнітних полів, теоретичної електротехніки, електричного транспорту, світлотехніки, що не публікувалися раніше.

**Мета, завдання дослідження.**

**Назва розділу і результати розв'язання завдання.** Зміст структурується згідно вимогам постанови Президії ВАК України № 7-05/1 від 15.01.2003 р. Стаття складається з розділів, назви яких відображають актуальність і стан проблеми, методи дослідження, результати теоретичних і/або експериментальних досліджень, аналіз результатів, перспективи використання.

## Висновки.

**Список літератури:** література, електронні ресурси.

В кінці статті приводиться фото кожного автора з короткою інформацією (9 pt).

Текст оформляється шрифтом *Times New Roman* 10 pt з одиночним міжрядковим інтервалом. Абзацні відступи – 0,75 см. Назва розділу оформлюється жирними буквами.

Математичні формули створюються у вигляді окремих об'єктів в редакторі формул *Microsoft Equation*. Розміри (pt): звичайний – 10, крупний індекс – 8, дрібний індекс – 6, крупний символ – 16, дрібний символ – 10. Стиль: текст, змінна – курсив; матриця, вектор – напівжирний курсив; інші – нормальний без нахилу. Формули розташовуються по центру і нумеруються в межах статті, номер – праворуч:

$$N = \tau_{u \max} / T_{mi} , \quad (1)$$

де  $N - \dots; \tau_{u \max} - \dots; T_{mi} - \dots$ .

Однакові символи в тексті і формулах повинні співпадати.

Ілюстрації (рисунок, фото, діаграми) і таблиці (9 pt) оформлюються за зразком без назв, всі пояснення – в тексті. Рисунок оформлюється в редакторі *Microsoft Word* як окремі об'єкти в тексті. Рисунок та таблиці відокремлюються від тексту інтервалом в один порожній рядок 10 pt.

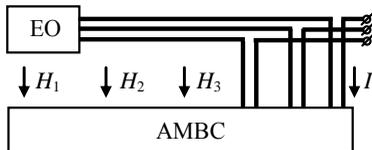


Рис. 1 – Структурна схема вимірювань поля.

Таблиця 1 – Вимоги щодо оформлення таблиці

Поле ліворуч	20 мм
Поле праворуч	20 мм
Поле зверху	20 мм
Поле знизу	25 мм

Список літератури оформляється за зразком, згідно стандарту ДСТУ 7.1-2006.

Посилання на математичні формули, ілюстрації, таблиці, джерела інформації даються за зразком: (1), (2)-(4); рис. 3, рис. 4,а; табл. 2; [5], [2-5].

**Список літератури:** 1. Сосков А.Г., Соскова И.А. Полупроводниковые аппараты: коммутация, управление, защита. – К: Каравелла, 2005 – 344 с. 2. Юферов

*В.Б., Егоров А.М., Шарый С.В. и др. Магнитоплазменная регенерация ОЯТ // Вісник Національного технічного університету "Харківський політехнічний інститут". Зб. наук. праць. Тематичний вип.: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. – Харків: НТУ "ХПІ". – 2008. – № 40. – С. 66-83. 3. Пат. 31677, Україна, МПК G01R 33/00. Пристрій для компенсації змінного магнітного моменту струмів / О.Г. Король, В.С. Луников, О.Г. Серета та ін. – № u200708718. Заявлено 30.06.2007. Опубл. 25.04.2008, Бюл. № 8. – 3 с. 4. Бібліотека і доступність інформації у сучасному світі: електронні ресурси в науці, культурі і освіті / Л.І. Костенко, А.О. Чекартьов, А.Г. Бровкін, І.А. Павлуша // Бібліотечний вісник. – 2003. – № 4. – С. 43. – Режим доступу до журналу: <http://www.nbugov.ua/articles/2003/03klinko.htm>.*

*Надійшла до редколегії 24.03.2012*

*Фото авторів (2,5×3 см). Для кожного автора: прізвище, ім'я, по батькові; вчений ступінь; дати захисту дипломів і дисертацій, місце захисту; місце роботи, посада; короткий опис напрямів наукової діяльності – за зразком, інші відомості – на розсуд автора.*



**Болюх Владимир Федорович**, профессор, доктор технических наук. Защитил диплом инженера по специальности "Криогенная техника" в 1979 г., диссертации кандидата и доктора технических наук в Харьковском политехническом институте по специальности электрические машины и аппараты, соответственно в 1987 и 2003 гг. Профессор кафедры "Общая электротехника" Национального технического университета "Харьковский политехнический институт" с 2004 г. Научные интересы связаны с проблемами линейных электромеханических преобразователей импульсного действия, криогенных и сверхпроводящих электромеханических устройств.

УДК 621.313:536.2.24:539.2

**Синтез параметров индукционно-динамического двигателя / Болюх В.Ф., Олексенко С.В.** // Вісник НТУ "ХПІ". Серія: Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів. Теорія і практика. – Х.: НТУ "ХПІ", 2013. – № 15 (988). – С. 93-104. Бібліогр.: 8 назв.

## ЗМІСТ

### ***ЕЛЕКТРИЧНІ МАШИНИ***

---

#### **БОЛЮХ В.Ф., ОМАР БЕНАЙССА, ОЛЕКСЕНКО С.В.**

Методика выбора параметров индукционно-динамического двигателя с ферромагнитным сердечником..... 3

#### **ГАЛАЙКО Л.П.**

Анализ переходных процессов в вентильно-индукторном двигателе в режиме постоянства мощности..... 16

#### **ЗАБЛОДСКИЙ Н.Н., ПЛЮГИН В.Е., СКРЫЛЬ В.В.**

Проблемы моделирования и проектирования двухмодульного ЭМПЭ с массивным ротором..... 20

#### **КИРИЧЕНКО О.С.**

Підвищення енергоефективності роботи електронасосних агрегатів ..... 28

#### **КУЗЬМИН В.В., ШЕВЧЕНКО В.В., ШПАТЕНКО В.С.**

Особенности силовых взаимодействий в активной зоне однофазного трансформатора ..... 36

#### **КУЛИНЧЕНКО Г.В., БАГУТА В.А., КОРОБОВ А.Г.**

Оценка характеристик мехатронного модуля на базе шагового двигателя..... 43

#### **КУЩ І.А., НЕКРАСОВ А.В., ДЗЮБАН В.С., АРТАМОНОВ В.В.**

Визначення параметрів двигуна постійного струму з пошкодженим осердям якоря в складі електроприводу. .... 54

#### **МИНКО А.Н., ШЕВЧЕНКО В.В.**

Анализ взаимосвязи тепловых и аэродинамических показателей охлаждающей среды с показателями массы и габаритов неактивной части конструкции турбогенератора. .... 59

#### **ПЛЮГИН В.Е.**

Численное моделирование электромагнитного поля асинхронного двигателя с внешним массивным ротором ..... 66

#### **ШЕВЧЕНКО В.В., МАТВЕЕНКО П.И.**

О целесообразности перевода турбогенераторов в режим синхронных компенсаторов ..... 76

### ***ТЕОРЕТИЧНІ ОСНОВИ ЕЛЕКТРОТЕХНІКИ***

---

#### **КОНОНОВ Б.Т., МУШАРОВ А.О.**

Дослідження стійкості перехідних процесів в електричних колах при ферорезонансі..... 82

#### **ТИХОВОД С.М.**

Использование полиномов Чебышева для расчета переходных процессов в электрических цепях ..... 91

***СИЛЬНІ ЕЛЕКТРИЧНІ ТА МАГНІТНІ ПОЛЯ***

---

**ГНАТОВ А.В., ШИНДЕРУК С.А., ПЕТРЕНКО Д.П.**

Универсальный инструмент бесконтактной магнитно-импульсной рихтовки – симметричная индукционная индукторная система .....106

***ПРИСТРОЇ ТА МЕТОДИ НЕРУЙНІВНОГО КОНТРОЛЮ***

---

**СВЕТЛИЧНЫЙ В.А., ХОРОШАЙЛО Ю.Е., ОРЛОВ А.Е.**

Анализ модели апериодического экранного вихретокового преобразователя для контроля тонких ферромагнитных пленок .....117

Вимоги до оформлення статей ..... 126

Наукове видання

**ВІСНИК  
НАЦІОНАЛЬНОГО ТЕХНІЧНОГО УНІВЕРСИТЕТУ  
"ХПІ"**

Збірник наукових праць

Серія

**Проблеми удосконалення електричних машин і апаратів.  
Теорія і практика**

**№ 51 (1024) 2013**

Відповідальний редактор д.т.н., проф. *Б.В. Клименко*  
Технічний редактор: *Н.В. Себякіна*  
Відповідальний за випуск к.т.н. *І.Б. Обухова*

**АДРЕСА РЕДКОЛЕГІЇ:**

61002, м. Харків, вул. Фрунзе, 21. НТУ "ХПІ"  
Кафедра "Електричні апарати". Тел. (057) 707-69-76  
E-mail: varshamova\_i@rambler.ru

Обл.-вид. № 37-13

Підп. до друку 06.11.2013 р. Формат 60×84 1/16. Папір офісний. Riso-друк.  
Гарнітура Таймс. Ум. друк. арк. 7. Наклад 300 прим., 1-й з-д 1-80.  
Зам. № 100. Ціна договірна.

---

Видавець і виконавець  
Видавничий центр НТУ "ХПІ",  
вул. Фрунзе, 21, м. Харків-2, 61002

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи ДК № 3657 від 24.12.2009 р.